NUMERI 13-14 - 15-16

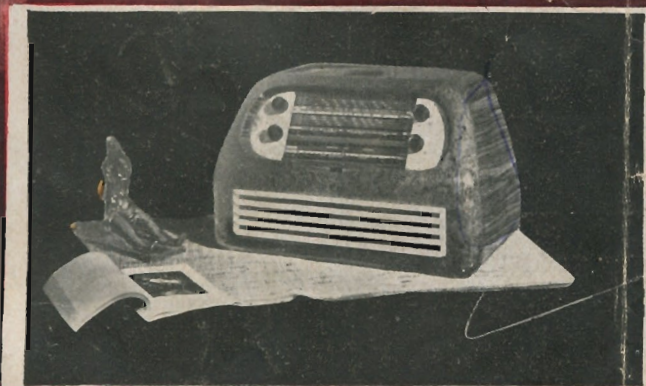
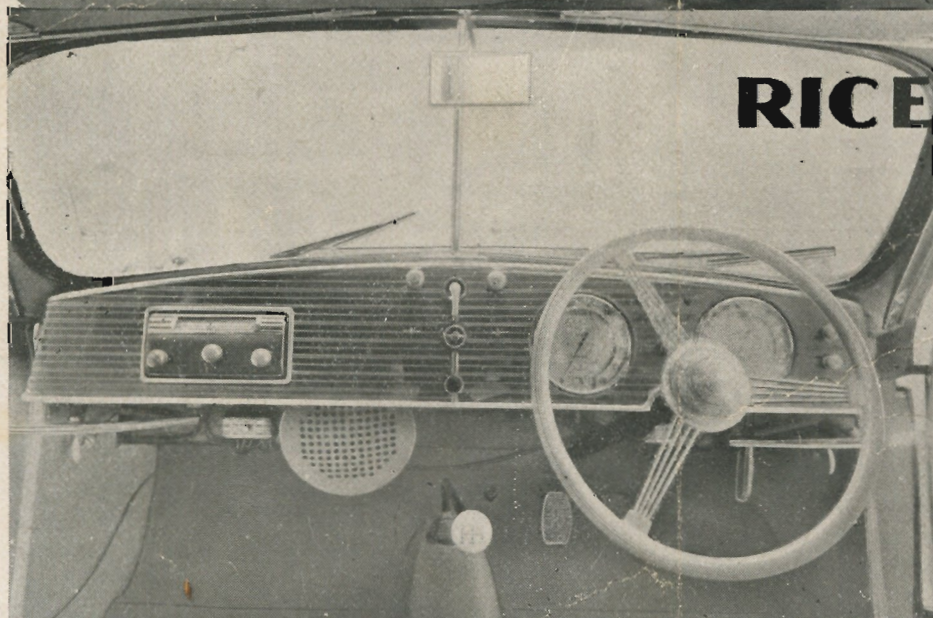
FASCICOLO DEDICATO ALLA FIERA CAMPIONARIA DI MILANO

Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo Terzo

LUGLIO - AGOSTO — 1946 —

ANNO XVIII

LIRE 120

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Aster
radio
RICEVITORI
PER AUTO
AD ONDE
CORTE E
MEDIE
606
auto
ASTER 606 auto
Ricevitore a 6 valvole per automobile - 6 gamme d'onda (medie da 205 a 560 metri - espansioni ad onde corte su 19, 25, 31, 41, 49 m.). Potenza di uscita indistorta di 7 Watt. Sensibilità elevatissima e tale da permettere un'ottima ricezione anche delle stazioni ad onde corte più deboli.
ASTER 606 pullmann
Ricevitore come il tipo ASTER 606 ma con alimentazione più potente e con una potenza di uscita di 12 Watt indistorti. È corredato di due altoparlanti.
MILANO - VIALE MONTE SANTO 7- TELEFONO 67213

unda
1a FIERA
DEL DOPOGUERRA

Oscillatore Modulato "ultra compatto,, MIAL mod. 145

..... Un piccolo grande apparecchio

MILANO
VIA ROVETTA 18
TEL. 286 - 968

GAMMA DI FREQUENZA - Da 100 kHz a 22 MHz a lettura diretta in 6 gamme commutabili.

TARATURA IN FREQUENZA - Per ogni gamma è prevista la rispettiva scala a lettura diretta. Precisione di taratura 1%.

ATTENUATORE - Potenziometrico a variazione continua a filo, con avvolgimento Ayrton-Perry e cellula di attenuazione di 50 volte con elementi resistivi antinduttivi in filo.
L'attenuatore permette di far variare la tensione di uscita fra O e O, 1 volt circa.

MODULAZIONE - Modulatore interno a "doppio T,, (brevetto numero 409781) alla frequenza di 400 Hz ± 5%, profondità di modulazione del 50%. Presa per la modulazione esterna.

ALIMENTAZIONE - In corrente alternata con cambiatensione universale per 110, 125, 145, 160 e 220 V. 40 ÷ 60 Hz. Trasformatore schermato elettrostaticamente.

VALVOLE - N. 2 E1R oppure 1 ECH4 e 1 ECH4, o EF6, EF8, EF9, EBC3, EL2, ecc.

ESECUZIONE - In cofanetto metallico schermante ramato e verniciato a fuoco. Pannello frontale in alluminio inciso ed ossidato. Lo strumento è già provvisto di cavo schermato coassiale della lunghezza di un metro munito di innesti e di antenna fittizia.

DIMENSIONI - Le dimensioni massime, compreso la sporgenza dei bottoni ecc. sono di 195 × 155 × 115 mm.

PESO - Completo di cavo 2.5 kg.

Lire 11000 netto + 4% i. e. (consegna pronta).

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227
Ufficio Pubblicità: Via Inama, 21 - Milano
Abbonamento Annuo L. 500
Un numero separato L. 30. Questo fascicolo speciale L. 120. Estero il doppio

SOMMARIO

Per. ind. rad G. Termini - L'effetto Miller . . . . . pag. 125
Dott. ing. M. F. Francardi - Note di ottica elettronica » 127
Dott. ing. V. Natrella - I tubi elettronici come amplificatori . . . . » 129
S. Sirola - Oscillografo per tubo DG7/2 . . . . . » 132
G. Mordenti - Ricevitore super per OM 2+1 . . . » 134
R. P. - Alimentatore amplificatore per AR 18 . . . . » 135
S. Sirola - Calibratore a quarzo . . . . » 136
A. Azzali - Strumento universale a grande sensibilità . » 138
Radius - Millivolmetro . . . . pag. 142
Nino Cerana - Ricevitore per la locale . . . . . . » 142
S. Sirola - Valvole europee "Serie U" . . . . . . » 143
La pagina del radiante . . . . » 145
G. A. Uglietti - Antenne orizzontali . . . . » 145
P. S. - Note di ascolto . . . . » 146
G. Tofani - E. Guzzi - Corrispondenze dall'America . » 148
Rassegna della stampa tecnica . . . . » 150
Consulenza . . . . » 153

Fiera Campionaria di Milano - 1946

È arduo compito sottolineare degnamente l'importanza che riveste, in ogni ramo della tecnica e del commercio questa nuova edizione della Fiera Campionaria di Milano. La grande ed ormai internazionale Rassegna della produzione europea, che ogni anno, salvo la dolorosa parentesi causata dal rombo delle armi e dalle mutilazioni inferte alla Città dall'immane conflitto, da molti lustri riapre i battenti alle pacifiche competizioni del lavoro e del genio inventivo, assume un significato eccezionale nel momento delicato che il nostro Paese attraversa.

Anche noi umili radiotecnici, cultori ed amanti del nuovo e del bello, non possiamo che rimanerne particolarmente colpiti.

Agli uomini che sulle rive della Senna vogliono perpetuare uno stato di disagio nel mondo e cercano la nostra umiliazione, Milano e l'Italia rispondono con questa manifestazione, che vuole essere simbolo di vita e di lavoro, di pace e di concordia.

Alla Fiera Campionaria di Milano, a tutti gli Espositori, in particolar modo ai rappresentanti dell'Industria Radiotecnica, inviamo il nostro migliore augurio, nella certezza che questa Rassegna sia di buon auspicio per le sorti future della Patria.

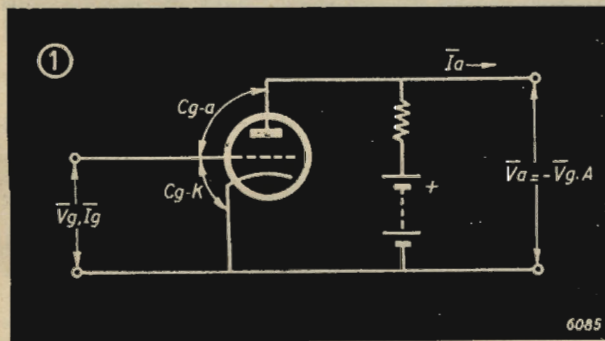
l'antenna

L'EFFETTO MILLER NELLA TEORIA E NELLA PRATICA

del per. ind. rad. G Termini

6085/2

Si precisa anzitutto il valore e il carattere delle quattro ammettenze che valgono a definire il comportamento lineare di un amplificatore elettronico. Si tratta succesivamente dell'ammettenza di entrata e di quella di uscita e si dimostra l'importanza del legame esistente fra esse, noto col nome di « effetto Miller ». Si riportano infine delle precisazioni atte ad interpretare alcuni fenomeni che s'incontrano in pratica e si dà cenno degli accorgimenti da seguire per evitare le conseguenze che tale effetto comporta.

Per lo studio dei fenomeni concernenti il cosidetto « effetto Miller », giova premettere alcune precisazioni sulla natura e sulle dimensioni dei parametri caratteristici che concorrono a definire il comportamento di un tubo elettronico. Quest'ultimo è anzitutto da considerare come un *sistema inerte* (1) *di trasduzione quadripolare*, in quanto rappresenta l'elemento di connessione fra due diversi circuiti esterni, ed è provvisto di quattro morsetti, di cui due di adduzione o di entrata e due di uscita (fig. 1). Il comportamento di un tale sistema è completamente definito quando si conoscono le relazioni matematiche che legano fra loro le grandezze elettriche entranti e quelle uscenti. Per valori sufficientemente piccoli della tensione V_g, applicata all'entrata, e della tensione V_a, esistente all'uscita, sussistono due relazioni lineari del tipo:

$$I_a = AV_g + BV_a \quad [1]$$
$$I_g = CV_g + DV_a \quad [2]$$

dove I_a è la corrente uscente, mentre I_g è la corrente entrante; A, B, C e D sono inoltre quattro costanti le cui dimensioni fisiche corrispondono manifestamente all'inverso di un'impedenza e cioè ad una ammettenza. Più precisamente, potendosi scrivere:

$$I_a = AV_g + \frac{V_a}{Z_a} \quad \text{e}$$
$$I_g = \frac{V_g}{Z_g} + DV_a$$

in cui è $B = \frac{1}{Z_a}$ e $C = \frac{1}{Z_g}$, risulta immediatamente il significato fisico di B e C; essi misurano infatti l'*ammettenza di uscita e quella di entrata* del trasduttore e cioè del tubo elettronico considerato come tale. Per comprendere il significato di A occorre invece considerare $V_a = 0$, ciò che si ottiene cortocircuitando l'uscita del tubo. Si ha allora:

$$I_a = AV_g$$

e quindi:

$$A = I_a/V_g$$

che rappresenta il reciproco della transconduttanza del tubo e che misura perciò la *transammettenza* di esso. Analogamente per $V_g = 0$, si ha dalla [2]:

$$I_g = DV_a$$

per cui:

$$D = I_g/V_a$$

rappresenta il reciproco dell'impedenza che dà luogo ad un trasferimento di energia dall'uscita all'entrata del trasduttore ed è detta *ammettenza retroattiva*.

Dando a tali costanti il simbolo Y dell'ammettenza e specificando con i pedici g ed a quelle appartenenti rispettivamente al circuito di griglia ed a quello anodico, cioè all'entrata e all'uscita del trasduttore, e con i pedici m ed r quelle riguardanti la transammettenza e l'ammettenza retroattiva, le due relazioni [1] e [2] assumono la forma:

$$I_a = Y_m V_g + Y_a V_a$$
$$I_g = Y_g V_g + Y_r V_a.$$

Di queste quattro *ammettenze caratteristiche*, l'effetto Miller considera la Y_g e la Y_a, cioè quelle riguardanti i circuiti di entrata e di uscita del trasduttore. Per effetto Miller si deve cioè intendere l'influenza dell'ammettenza anodica su quella di griglia. I casi che si riferiscono a questo effetto sono in numero di tre e riguardano:

1) l'ammettenza di entrata con qualsivoglia carico anodico che differisce dall'ammettenza che si ha a catodo freddo o con carico anodico nullo;

2) il carattere dell'ammettenza di entrata che misura il reciproco di un'impedenza capacitiva, quando il carico anodico è comunque equivalente ad una resistenza (2);

3) il reciproco dell'ammettenza di entrata che comporta una componente ohmica quando l'ammettenza di uscita comprende una suscettanza.

Se si considera un triodo utilizzante un carico ohmico R (fig. 1), al cui circuito di griglia risulti applicata una tensione alternativa V_g, si ha facilmente che la tensione alla uscita è:

$$V_a = -V_g A,$$

dove A è l'amplificazione del sistema.

La differenza fra la tensione di entrata e quella di uscita è:

$$V_g - (-V_g A) = V_g(A + 1).$$

La quantità di elettricità q_1, indotta sul circuito di entrata dalla capacità infraelettrodica griglia-catodo, $C_{g.k}$, risulta:

$$q_1 = C_{g.k} V_g$$

mentre la quantità di elettricità q_2, indotta sul circuito di entrata dalla capacità infraelettrodica griglia-anodo $C_{g.a}$, è:

$$q_2 = C_{g.a} V_g(A + 1).$$

La quantità totale di elettricità q_t, esistente nel circuito di entrata è allora:

$$q_t = q_1 + q_2 = C_{g.k} V_g + C_{g.a} V_g(A + 1) =$$
$$= V_g[C_{g.k} + C_{g.a}(A + 1)]$$

(1) *Inerte* o *passivo*, in quanto l'interno del sistema non è sede di f.e.m. Il compito di trasduzione affidato al tubo elettronico è quanto mai evidente quando si tiene presente il carattere funzionale di esso di risposta a una grandezza eccitatrice.

(2) Ciò contempla anche il caso, come è noto, che il circuito di carico risulti costituito da un circuito oscillatorio accordato sulla pulsazione della tensione eccitatrice.

ciò che dimostra che al circuito di entrata compete una capacità

$$C_e = C_{g.k} + C_{g.a}(A + 1). \quad [3]$$

Se, ad esempio, si trattasse di un tubo 6Q7, in cui è:

$$C_{g.k} = 5,5 \text{ pF}$$
$$C_{g.a} = 1,5 \text{ pF}$$

funzionante nelle condizioni illustrate dalla fig. 2, essendo A = 40, si avrebbe:

$$C_e = 5,5 + 1,5(40 + 1) = 5,5 + 1,5 . 41 =$$
$$= 5,5 + 61,5 = 67 \text{ pF},$$

cioè circa dodici volte maggiore di quella che si ha con carico anodico nullo.

Se invece di un triodo ci si riferisce ad un pentodo, la capacità d'entrata è:

$$C_e = C_{g.k} + C_{g1.g2} + C_{g.a}(A + 1).$$

Per un pentodo 6B8, si ha:

$$C_{g.k} + C_{g1.g2} = 6 \text{ pF}$$
$$C_{g.a} = 0,005 \text{ pF};$$

con $A = 100$ si ottiene:

$$C_e = 6 + 0,005 . 101 = 6 + 0,505 = 6,505 \text{ pF}$$

cioè praticamente uguale a quella a freddo o con carico anodico nullo.

Da tale esempio si perviene logicamente ad una conclusione notevole. Esso dimostra infatti che quando interessi evitare all'entrata una notevole impedenza capacitiva, è necessario ricorrere ai tubi a cinque elettrodi. Quando invece l'ammettenza di uscita comprende una suscettanza, si ha all'entrata del trasduttore una componente ohmica che risulta in parallelo alla componente capacitiva. Il valore di questa componente ohmica può essere calcolato con la espressione:

$$R_e = -\left(\frac{1}{\omega C_{g.a} A \text{ sen } \theta}\right) \quad [4]$$

dove ω è la pulsazione della tensione applicata, che vale, come è noto, $2\pi f$, e θ è l'angolo che esprime lo sfasamento esistente fra la tensione alternativa che si stabilisce ai capi del carico e la tensione alternativa di uscita dal trasduttore (3). In conseguenza a tale fatto si ha all'uscita una tensione alternativa $-AV_g \cos\theta$ e quindi, fra l'entrata e l'uscita una differenza di tensione data da:

$$V_g = -(-AV_g \cos\theta) = V_g(A \cos\theta + 1).$$

Alla quantità di elettricità $q_1 = C_{g.k} V_g$, occorre allora aggiungere la quantità $q_2 = C_{g.a}(A \cos\theta + 1)V_g$.

Si ha quindi:

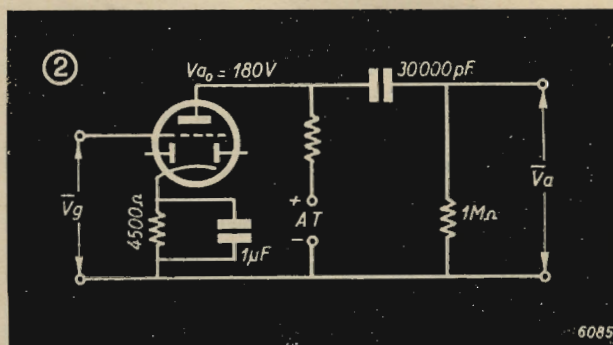
$$q_t = q_1 + q_2 = C_{g.k} V_g + C_{g.a}(A \cos\theta + 1)V_g =$$
$$= V_g[C_{g.k} + C_{g.a}(A \cos\theta + 1)]$$

per cui s'incontra una componente capacitiva:

$$C_e = C_{g.k} + C_{g.a}(A \cos\theta + 1). \quad [5]$$

Le conclusioni alle quali si giunge dall'esame delle due espressioni [4] e [15] sono importantissime, perchè consentono una precisa interpretazione di non pochi fenomeni che si incontrano in pratica, dalla [4] si ha infatti che, quando all'impedenza del carico anodico compete una componente induttiva, per cui θ è positivo e la resistenza R_e negativa, il funzionamento dello stadio è disturbato da instabilità e dalla tendenza ad entrare in regime di autoeccitazione. Comprendendosi invece nel carico anodico una componente capacitiva, θ è negativo, R_e è positiva e l'instabilità risulta conseguentemente ridotta.

DALLA TEORIA ALLA PRATICA

Le precisazioni teoriche di questo studio permettono di interpretare esattamente, come si è detto, numerosi fenomeni che s'incontrano nella pratica. Si comprende pertanto ciò che avviene, ad esempio, in un amplificatore della frequenza intermedia in un ricevitore supereterodina. La componente capacitiva derivata all'entrata del tubo è vincolata in effetti all'amplificazione A dello stadio, per cui se, come normalmente avviene, quest'ultima è sottoposta alla tensione variabile di regolazione della transconduttanza, si avrà una corrispondente variazione nel valore di tale componente, e quindi una causa di disallineamento del circuito oscillatorio di entrata. Per ovviare in parte a ciò è conveniente attribuire al circuito oscillatorio una capacità sufficientemente elevata (da 100 a 200 pF). Diversamente si può anche ricorrere ad uno stadio separatore a basso A, nel quale si procede alla regolazione automatica di transconduttanza, eliminando invece questo dispositivo nello stadio amplificatore che è d'uopo far seguire ad esso. In mancanza di tale stadio si dovrà procedere ad un preciso allineamento dei circuiti oscillatorii con un segnale di ampiezza sufficientemente limitata, accettando il disallineamento con segnali forti. Anche l'uso di una controreazione di corrente può impedire che alle variazioni di transconduttanza del tubo si accompagni la variazione della componente capacitiva del circuito d'ingresso. R. L. Freeman dimostra

appunto che eliminando il condensatore in parallelo alla resistenza catodica di autopolarizzazione, si ottiene tale risultato quando si attribuisce alla resistenza stessa, R_k, il valore dato da:

$$R_k = \frac{C_1 + C_2}{C_{g.k} + g_k}$$

dove, C_1 è l'incremento della capacità d'entrata prodotto dalla carica spaziale, C_2 è l'incremento di detta capacità prodotto dall'effetto controreattivo e g_k è la transconduttanza esistente fra la griglia controllo e tutti gli altri elettrodi in cui è interessata la corrente catodica del tubo. In pratica tale sistema richiede un conveniente dimensionamento degli elementi del circuito oscillatorio. E' opportuno cioè aumentare l'amplificazione e la selettività dello stadio, diminuendo il valore della capacità di accordo.

All'effetto Miller sono infine da attribuire i fenomeni che s'incontrano durante l'allineamento dei trasformatori di media frequenza. Più precisamente se ai circuiti oscillatorii di essi si attribuisce una frequenza inferiore a quella di risonanza, il carico anodico comporta una componente induttiva che produce una diminuzione della capacità di entrata, mentre si ha un resistore negativo in parallelo ad essa. Ne seguono fenomeni d'instabilità e di produzione di correnti permanenti (4).

L'effetto Miller è per contro convenientemente sfruttato nei tubi a reattanza e anche per il controllo automatico di tono negli amplificatori di BF sottoposti alla variazione automatica della tensione di polarizzazione. Di ciò si potrà dire in altra sede.

BIBLIOGRAFIA

I. M. MILLER *Bureau of standard's Bulletin*. N. 351 (1919).
F. E. TERMAN. *Radio Engineering*. Second. Edition. Mc. Graw Hill (1937).
R. L. FREEMAN. *"Use of feedback to compensate for vacuum-tube input capacitance variations with grid-bias"*. Proc. I.R.E. Vol. 25, pp. 1360, 1366. November 1938.
Radiotron Designer's Handbook. pp. 46-48. Third Edition. November 1941.

L'A. ringrazia il Dott. Ing. B. Novellone per l'apporto bibliografico dato a questo studio.

(3) Più precisamente θ è nullo per un carico ohmico; negativo per un carico capacitivo ed è positivo per un carico induttivo.

(4) E infatti noto che aumentando la capacità del compensatore di accordo del trasformatore di carico, il tubo entra facilmente in regime di autoeccitazione, mentre ciò non si verifica diminuendo la capacità suddetta rispetto a quella di accordo.

NOTE DI OTTICA ELETTRONICA, APPLICATA AI TUBI ANALIZZATORI

del dott. ing. Marcello Fabio Francardi

6083/3

Nella tecnica della ripresa delle immagini in televisione, l'ottica elettronica è applicata principalmente per due scopi:

1) focalizzare sullo schermo fotosensibile gli elettroni del raggio analizzatore;

2) ottenere nei tubi così detti ad amplificazione per emissione secondaria, un aumento di intensità del videosegnale e quindi della sensibilità, mediante proiezione dell'immagine fotoelettronica su schermo di metallo ad elevato potere di emissione di elettroni secondarii.

Soffermiamoci sul primo punto, sulla focalizzazione cioè del raggio elettronico analizzatore sullo schermo fotosensibile nel quale, come noto, l'immagine ottica da trasmettere viene convertita in immagine fotoelettronica.

Supponiamo, per fissare le idee, che la superficie dello schermo fotosensibile sia del tipo « a mosaico », e che i granuli elementari abbiano un diametro medio di 1/20 di millimetro, e che la loro distanza media abbia lo stesso valore. E' evidente che, onde ottenere la massima finezza di analisi consentita dallo schermo fotosensibile (fotocatodo) il complesso di focalizzazione degli elettroni del raggio esploratore dovrebbe essere in grado di ridurre l'apertura del raggio al valore massimo di 1/10 di millimetro nelle immediate vicinanze del fotocatodo.

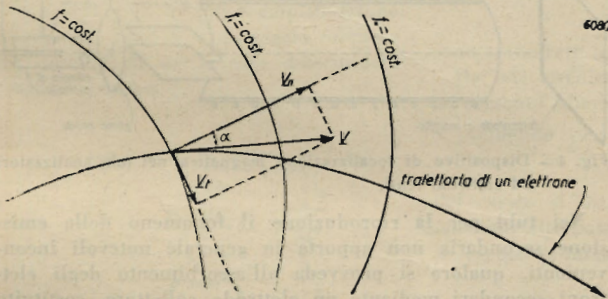



Fig. 1 - Moto di un elettrone in un campo elettrostatico.

Appare quindi subito evidente la difficoltà di rispettare una condizione così gravosa, alla quale si oppone l'azione elettrostatica dovuta agli elettroni secondarii ed ai fotoelettroni inevitabilmente presenti presso la superficie del fotocatodo, l'azione delle cariche destate sui singoli elementi fotosensibili, e la variazione di lunghezza cui è continuamente sottoposto il raggio analizzatore per effetto del sistema di deviazione e frequenza di quadro e di riga, e infine l'azione repulsiva che gli elettroni costituenti il raggio si esercitano mutuamente.

Oltre ciò, una buona focalizzazione impone, per ragioni che passeremo brevemente in rassegna, che siano rispettati i tre punti seguenti:

1) La velocità degli elettroni attraverso gli elettrodi del dispositivo di focalizzazione e di deviazione deve non variare se non entro limiti assai ristretti.

2) Tale velocità non deve essere eccessiva in prossimità della superficie del fotocatodo a mosaico, nel caso di tubi analizzatori.

3) Il fascetto di elettroni da focalizzare deve essere compreso in regioni prossime all'asse di simmetria degli elettrodi di focalizzazione, cioè, con espressione tratta dall'ottica Gaussiana, in regioni parassiali.

Esaminiamo brevemente le tre condizioni di cui sopra, e vediamo quali accorgimenti in pratica si rendono necessari per soddisfarle, o almeno per rispettarle fin dove è praticamente utile.

E' però necessario prima vedere brevemente con quale dispositivo la tecnica ottiene la focalizzazione degli elettroni nei tubi analizzatori, e in genere in tutte le applicazioni del tubo di Brown.

Trattasi sempre concettualmente di realizzare campi elettrici, (o campi magnetici) che abbiano simmetria rispetto ad un asse, che chiameremo asse delle Z, in modo che la funzione esprimente il potenziale nei punti situati nei pressi dell'asse stesso (cioè situati nelle regioni parassiali) si possa esprimere nella forma generale:

$$f = f\ (r,\ z)$$

essendo r la distanza del punto considerato dall'asse, (ordinata del punto) e z, l'ascissa.

L'asse di simmetria del campo è evidentemente anche asse di simmetria degli elettrodi che lo sostengono, i quali quindi assumeranno una forma cilindrica, oppure di disco forato in corrispondenza dell'asse stesso, onde permettere il passaggio degli elettroni.

La disposizione generale degli elettrodi per la messa a fuoco ha dato luogo ad un dispositivo noto sotto la efficace denominazione di « electron-gun ».

Esso consta di una sorgente di elettroni (A), a riscaldamento indiretto, e di dimensioni assai ridotte per non favorire la dispersione iniziale degli elettroni del raggio; di un elettrodo di controllo (B), chiamato a ridurre opportunamente l'apertura iniziale del raggio; di due anodi cilindrici (C) e (D) che sostengono un campo elettrico che, per essere coassiali i due cilindri, è rigorosamente simmetrico rispetto a tale asse.

E' appunto tale campo elettrico che costituisce la parte essenziale del sistema di focalizzazione, in quanto il potere convergente di detto sistema sul raggio dipende unicamente dalla d.d.p. stabilita fra i due elettrodi cilindrici (C) e (D) che sostengono tale campo.

Di esso nella figura sono tratteggiate alcune delle superfici equipotenziali f = costante, che, come mostra la teoria elementare dell'ottica elettronica, sono paragonabili a mezzi isotropi di indice di rifrazione:

$$n = c\ \sqrt{f+E}$$

nei quali però tale parametro n varia con continuità nelle regioni prossime all'asse di simmetria del sistema.

Tale concetto di continuità è reso evidentemente necessario dalla natura stessa del campo elettrico di focalizzazione, il cui gradiente varia con legge continua.

L'analogia fra un sistema ottico elettronico e un mezzo isotropo rifrangente di indice di rifrazione $n = c\ \sqrt{f+E}$ può dimostrarsi immediatamente.

Indicando con eE il lavoro di estrazione di un elettrone dalla superficie del catodo, con f il potenziale del punto nel quale l'elettrone si trova in un determinato istante, con v la sua velocità, con e la sua carica e con m la sua massa, si ha:

$$1/2\ mv^2 - ef = eE$$

esprimente la nota legge della conservazione dell'energia, da cui:

$$v = \sqrt{2\ e/m\ \ (f+E)}$$

Essendo d'altronde la forza elettrica che sollecita l'elettrone tutta normale alle superfici equipotenziali $f = cost.$,

la componente tangenziale v_t della velocità v sarà costante, cioè:

[1] $v_t = \sqrt{2e/m}\ (f+E)\ sen\ \alpha = costante.$

Nell'ottica Gaussiana d'altronde la nota legge dei seni può esprimersi, indicando con n l'indice di rifrazione:

[2] $n/n' = sen\ \alpha'/sen\ \alpha$ cioè: $n\ sen\ \alpha = n'\ sen\ \alpha'$.

Infine: $n\ sen\ \alpha = costante.$

Indicando con C la costante $\sqrt{2e/m}$, il confronto fra [1] e [2] dimostra quanto affermato.

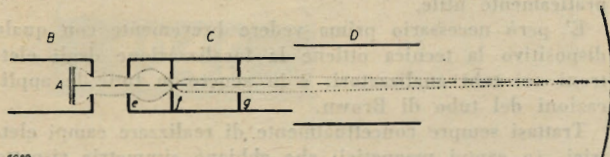



Fig. 2 - Il "cannone elettronico". I diaframmi e, f, g servono ad assorbire gli elettroni non parassiali.

Sulla base di questa breve digressione analitica, che consente lo studio dei sistemi ottico elettronici valendosi delle più intuitive proprietà dei mezzi rifrangenti isotropi esamineremo un po' dettagliatamente le tre condizioni già formulate.

* * *

La prima condizione dice che la velocità degli elettroni attraverso gli elettrodi di focalizzazione non deve variare se non entro limiti ristretti, e cioè che perchè tutti gli elettroni del raggio subiscano una stessa deviazione è necessario che essi si trovino nelle stesse condizioni di moto poichè solo in tale caso il campo di focalizzazione, il cui valore e la cui direzione sono costanti, può agire in egual modo su ciascuno di essi.

Il fenomeno è del resto del tutto analogo al comportamento di un fascetto di luce che investe un sistema diottrico convergente di piccola apertura: solo nel caso che si tratti di radiazioni di eguale lunghezza d'onda (luce monocromatica) può parlarsi di focalizzazione del raggio in un sol punto (q) che è legato alla lunghezza focale (f) del sistema convergente dalla nota relazione

$$\frac{1}{p} + \frac{1}{q} = \frac{1}{f}$$

essendo p il punto coniugato di q rispetto al sistema. Nel caso nostro il punto p è posto in vicinanza della superficie del catodo e il punto q ovviamente sullo schermo.

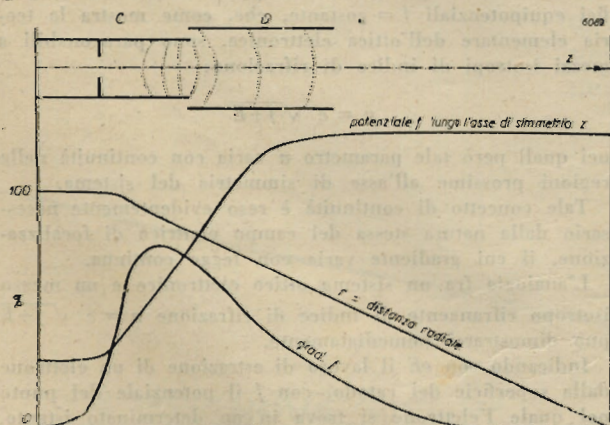



Fig. 3 - Distribuzione del potenziale elettrico lungo l'asse di simmetria, della distanza radiale degli elettroni, e del gradiente di potenziale nella regione compresa tra il primo anodo C e il foto catodo.

Con tale paragone quindi un fascetto di elettroni potrà chiamarsi monocromatico quando ciascuno di essi è dotato della stessa velocità e, muovendosi tutti nella medesima direzione, le traiettorie con le quali ciascuno di essi investe il campo elettrico dei cilindri (C) e (D) formano con l'asse di simmetria angoli eguali.

Con più generalità diremo che il comportamento di un elettrone in un campo elettrico dipende dalla velocità, come dipende dalla lunghezza d'onda il comportamento di un raggio di luce attraverso un sistema ottico qualsiasi.

E' d'altronde intuitivo che alla lunghezza d'onda delle radiazioni incidenti sistemi ottici, l'ottica elettronica contrappone il parametro velocità degli elettroni, e che quindi in quelle applicazioni nelle quali interessa avere elettroni di piccola lunghezza d'onda bisogna ricorrere ad elevate velocità degli elettroni stessi, e quindi bisogna poter disporre di alte tensioni acceleratrici. Questa necessità si presenta ad esempio nel Microscopio Elettronico.

Il secondo punto, e cioè che la velocità degli elettroni non deve essere eccessiva in prossimità del fotocatodo, è particolarmente interessante nei tubi per la ripresa delle immagini (tubi analizzatori) nei quali la energia cinetica degli elettroni del raggio incidente sulla superficie del fotocatodo a mosaico può originare dannosi fenomeni di emissione secondaria sull'elemento fotosensibile colpito. Ciò si verifica quando:

$$1/2\ mv^2 > Ee.$$

essendo m la massa dell'elettrone incidente, v la sua velocità ed Ee il lavoro di estrazione di un elettrone dalla superficie del metallo fotosensibile.

Il fenomeno della emissione secondaria non sarebbe dannoso qualora esso fosse di uguale entità per ogni fotoelemento, ma ciò non accade, dato che ubbidisce a cause non facilmente controllabili (es.: la inclinazione del raggio sulla superficie colpita).

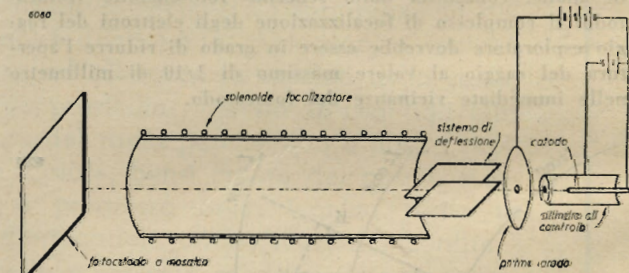



Fig. 4 - Dispositivo di focalizzazione magnetica nei tubi analizzatori ad elettroni lenti.

Nei tubi per la riproduzione il fenomeno della emissione secondaria non apporta in generale notevoli inconvenienti, qualora si provveda all'assorbimento degli elettroni secondari mediante un elettrodo collettore, costituito ad esempio dalla metallizzazione della superficie interna del tubo.

Sempre allo scopo di rendere minima la velocità degli elettroni in prossimità della superficie del fotocatodo, sono stati recentemente studiati in America degli speciali tubi analizzatori nei quali si usa per la focalizzazione del raggio esploratore un campo magnetico che ha la direzione dell'asse del tubo e che lo percorre quindi nel senso della lunghezza.

Tale campo magnetico, rigorosamente uniforme, gode infatti della proprietà di non comunicare agli elettroni del raggio nessuna componente assiale di velocità, pur consentendo la focalizzazione con l'imprimere agli elettroni un moto elicoidale in virtù del quale, supponendo che per tutti gli elettroni sia uguale la velocità con la quale abbandonano il catodo, essi vengono a convergere in un determinato punto della superficie del fotocatodo.

Ciò avviene naturalmente solo per determinati valori del campo magnetico assiale.

E' altresì evidente che in tali condizioni, il moto degli elettroni attraverso il campo magnetico di focalizzazione non essendo piano, cadono le considerazioni svolte circa l'analogia fra sistemi ottici isotropi ed i sistemi otticoelettronici, nei quali il campo di focalizzazione sia elettrico.

Questi speciali tubi analizzatori presentano dal punto di vista tecnico speciale interesse, in quanto la eliminazione

quasi totale dell'emissione secondaria del mosaico, consente di raggiungere una elevata qualità di analisi anche in ambiente non troppo luminoso.

La disposizione strutturale di questi tubi si scosta molto da quella tradizionale del tubo Zworykin, come è indicato dalla figura.

Concludendo, si può affermare senza tema di errore che alla Ottica elettronica è dovuto in modo quasi esclusivo il recente perfezionamento della tecnica della televisione e che da essa dovremo presto attenderci realizzazioni scientifiche di grande interese anche fuori del campo delle Radio-comunicazioni.

La realizzazione infatti del primo microscopio elettronico è soltanto di alcuni anni fa, e le scoperte che esso permette nel campo della Biologia sono quanto di più promettente possa desiderarsi per i futuri sviluppi di questa giovane branca della tecnica degli elettroni.

BIBLIOGRAFIA

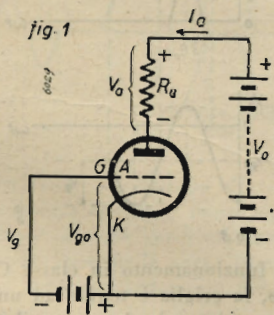
SARTORI, *Ottica Elettronica.* Alta Frequenza '36.
A. Rose. R.C.A. Review. Ottobre 1939.
Epstein Maloff. P.I.R.E. 1934.

I TUBI ELETTRONICI COME AMPLIFICATORI

del dott. ing. V. Natrella

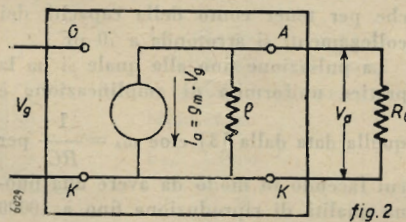
6029/11

Il problema dell'amplificazione mediante tubi elettronici è molto complesso ed una rigorosa trattazione ne è quasi impossibile. Abbiamo pertanto fatto delle ipotesi semplificative scrivendo le relazioni fra le grandezze elettriche in gioco nei tubi elettronici e nei circuiti in cui sono impiegati.

Secondo la banda di frequenze l'amplificazione si può dividere in aperiodica e selettiva. Secondo lo scopo che si vuol conseguire si ha: amplificazione di tensione quando interessa avere la massima tensione di uscita, e amplificazione di potenza quando è necessario ottenere nel circuito di uscita una determinata potenza elettrica.

Secondo la zona caratteristica del tubo in cui si opera, l'amplificazione si divide in tre classi fondamentali: A, B, C.

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE A.

Consideriamo prima il caso dell'amplificazione aperiodica (quello degli amplificatori di bassa frequenza). Perchè le nostre considerazioni abbiano un carattere generale, consideriamo il caso di un triodo con carico di utilizzazione costituito da una resistenza (fig. 1).

Indichiamo con g_m la mutua conduttanza del tubo, con ρ la sua resistenza interna, con R_u la resistenza di carico, con V_g l'ampiezza della tensione eccitatrice di griglia, con V_a l'ampiezza della componente alternativa della tensione anodica, con I_a l'ampiezza della componente alternata della corrente anodica, e disegnamo il circuito equivalente di fig. 2. (Si è considerato il tubo come un generatore ideale di corrente e si

sono trascurate le componenti continue).

Da tale circuito si ha l'ampiezza della corrente alternata anodica:

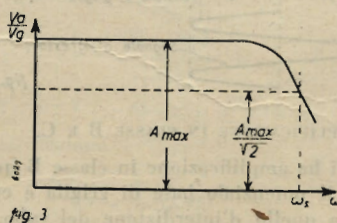
$$I_a = g_m V_g$$

e dividendo per l'impedenza $R + 1/j\omega C$ del carico si ottiene l'ampiezza della tensione alternata ai capi del carico R in forma vettoriale

$$V_a = g_m \frac{V_g}{\frac{1}{R} + j\omega C}$$

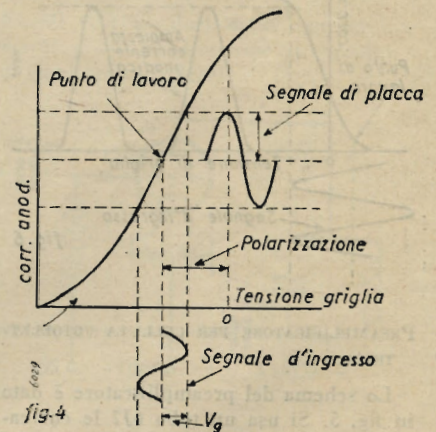
ed in forma scalare:

$$V_a = g_m \frac{V_g}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2}} \qquad [1]$$

dove $R = \dfrac{R_u \rho}{R_u + \rho}$ è la risultante della

messa in parallelo della resistenza interna del tubo e della resistenza di carico; C è la capacità totale esistente tra anodo e massa; $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione del segnale da amplificare (f = frequenza).

Il guadagno di tensione (amplificazione) sarà:

$$A = \frac{V_a}{V_g} = \frac{g_m}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \omega^2 C^2}} \qquad [2]$$

e, come si vede dalla formula, ha un valore tanto minore quanto più alta è la frequenza. Per convenzione si considera praticamente uniforme l'amplificazione finchè il guadagno A non si riduce a $1/\sqrt{2}$ del valore massimo che esso assume a frequenze molto basse; si ha

quindi (fig. 3) un limite superiore di frequenza che dalla formula [2] risulta essere dato da:

$$\omega_s = \frac{1}{RC} \qquad [3]$$

Dato che il valore della capacità C tra anodo e massa dipende dai tubi usati e non può essere praticamente ridotto al di sotto di certi limiti, si vede che per ottenere una larga banda da amplificare non resta altro che ridurre il valore di R, cioè diminuire il guadagno di tensione.

Per quanto riguarda l'amplificazione selettiva, essa avviene nello stesso modo di quella aperiodica, salvo che il carico

anodico è costituito da un circuito oscillante (circuito selettivo) che alla frequenza di risonanza si comporta come una resistenza pura.

Perchè un tubo lavori in classe A è necessario che esso sia alimentato in modo da sfruttare la parte lineare delle sue caratteristiche: cioè i potenziali base (polarizzazione di griglia) debbono essere scelti in modo che la corrente anodica non si annulli mai durante il periodo, l'ampiezza del segnale di entrata deve essere tale da non interessare i tratti curvi delle caratteristiche del tubo, non si deve mai avere corrente di griglia, cioè questa non deve mai diventare positiva, per evitare che la resistenza di carico R_u del circuito anodico del tubo precedente sia alterata dalla resistenza apparente di griglia che risulta in parallelo ad essa (fig. 4).

fig. 5

Vediamo ora per esempio come si determinano le condizioni di funzionamento di un amplificatore in classe A per cellula fotoelettrica.

fig. 6

PREAMPLIFICATORE PER CELLULA FOTOELETTRICA.

Lo schema del preamplificatore è dato in fig. 5. Si usa un tubo 6J7 le cui caratteristiche sono:

Capacità: griglia anodo 0,007 pF
Entrata 4,6 pF
Uscita 12 pF;
Tensione anodica 250 V;
Corrente anodica 2 mA;
Tensione di griglia schermo 100 V;
Corrente di griglia schermo 0,5 mA;
Mutua conduttanza 1225 μS;
Resistenza interna 1 MΩ;
Tensione di griglia — 3 V.

Questi dati di funzionamento sono quelli forniti dal costruttore del tubo, la polarizzazione di griglia — 3 V è tale da far lavorare il tubo nella parte lineare della caratteristiche.

Se il cavetto schermato che collega il preamplificatore all'amplificatore è lungo 1 m ed ha la capacità di 50 pF/m, la capacità totale del circuito anodico è data dalla capacità di uscita del tubo 6J7 più la capacità del cavetto che collega il preamplificatore con l'amplificatore, più la capacità di entrata dell'amplificatore; supponendo che il circuito di ingresso di questo sia pure formato da un tubo 6J7 con capacità di entrata di 4,6 pF nel nostro caso si ha:

$$C = 12+50+4,6 = 66,6 \text{ pF}$$

che per tener conto della capacità dei collegamenti si arrotonda a 70 pF.

La pulsazione fino alla quale si ha la pratica uniformità di amplificazione è quella data dalla [3] cioè $\omega_s = \frac{1}{RC}$ per cui facendo in modo da avere una buona qualità di riproduzione fino a 10000 Hz si ha:

$$2 \pi \times 10000 = \frac{1}{R \times 70 \times 10^{-12}}$$

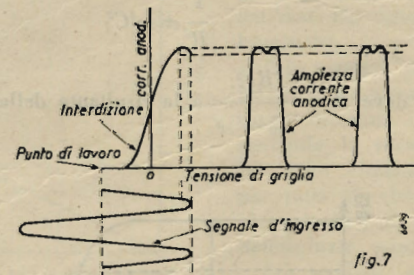
da cui si ricava il valore della resistenza $R = 230.000\ \Omega$.

(Ricordiamo che la resistenza R è il valore del parallelo della resistenza interna della 6J7, della resistenza del circuito anodico di questa, e della resistenza di griglia dell'amplificatrice successiva).

L'amplificazione in tensione dello stadio è:

$$A = g_m R = 1225 \times 10^{-6} \times 230000 = 280.$$

Il funzionamento dello stadio è così determinato e con l'aiuto dei dati forniti dal costruttore del tubo si può disegnarne lo schema.

fig. 7

AMPLIFICAZIONE IN CLASSE B E C.

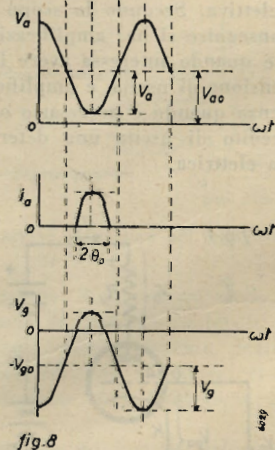
Si ha amplificazione in classe B quando il potenziale base di griglia è eguale a quello d'interdizione del tubo. In tal modo si ha passaggio di corrente anodica solo durante il semiperiodo positivo del segnale alternato di entrata (fig. 6).

Quando invece la griglia è polarizzata al disotto della tensione di interdizione della corrente anodica, questa circola per meno della metà del periodo del segnale di ingresso e si ha l'amplificazione in classe C (fig. 7).

Nell'amplificazione in classe C si sfruttano i tubi anche nei tratti non lineari delle loro caratteristiche, quindi tali amplificatori si possono usare solo se l'impedenza di carico è costituita da un circuito oscillante in parallelo ed il segnale di ingresso è di tipo sinuisodale. Il rendimento degli amplificatori in classe C è relativamente elevato e per questo essi sono usati nella costruzione degli stadi di potenza dei trasmettitori.

La corrente anodica i_a di un tubo elettronico è funzione della tensione di griglia e della tensione anodica Con riferimento alla fig. 8 poniamo:

V_{ao} tensione continua anodica;
V_{go} polarizzazione di griglia;
V_g ampiezza della tensione eccitatrice di griglia;
V_a ampiezza della componente alternativa della tensione anodica;
I_{ao} corrente continua anodica;
I_{a1} corrente alternata anodica alla frequenza fondamentale.

fig. 8

Nel funzionamento in classe C, come è noto, la griglia è tenuta ad un potenziale negativo tale da tenere il tubo all'interdizione in condizioni di riposo (assenza di segnale), perciò quando si applica il segnale di ampiezza V_g si ha il passaggio della corrente anodica solo per una frazione di periodo, tale frazione si chiama angolo di circolazione e si indica con 2 θ, risulterà quindi che tanto la componente continua, quanto la componente alternata della corrente anodica saranno funzioni della circolazione 2 θ e potremo scrivere:

$$I_{ao} = \beta I_{aM} \text{ ed } I_{a1} = k I_{aM}$$

dove I_{aM} è il valore massimo della corrente anodica, β e k sono dei coefficenti che dipendono dall'angolo di circolazione: il valore di k e β è riportato dal diagramma di fig. 9.

Nell'ipotesi che le caratteristiche del tubo siano lineari (grossolana approssimazione che tuttavia è molto utile in calcoli pratici di orientamento) detto

R_u il valore della resistenza di carico, si ha che la tensione oscillante sul carico anodico ha ampiezza:

$$V_a = I_{a1} R_u.$$

La corrente massima che percorre il tubo elettronico sarà data da:

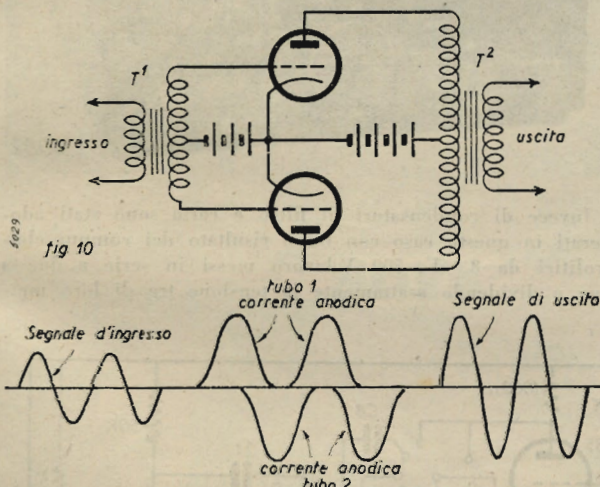
$$I_a = \frac{V_{ao} - V_a}{\rho} + g_m(-V_{go} + V_g) \quad [4]$$

Dove il termine ($V_{ao} - V_a$) rappresenta il valore minimo della tensione di placca, ρ la resistenza interna del tubo, il termine ($-V_{go}+V_g$) rappresenta il valore massimo della tensione di griglia, e g_m la mutua conduttanza.

L'angolo di circolazione si ottiene invece con la:

$$\cos\theta = \frac{V_{go} - \frac{1}{\mu}V_{ao}}{V_g - \frac{1}{\mu}V_a} \quad [5]$$

dove μ è il coefficente di amplificazione del tubo.

fig 10

Queste relazioni permettono di risolvere il problema in modo approssimato, i risultati ottenuti verificati e corretti mediante l'uso delle curve caratteristiche del tubo permettono di progettare un amplificatore in classe C.

Per gli amplificatori in classe B il problema si risolve analogamente, soltanto che l'angolo di circolazione deve essere di 180° cioè la corrente anodica fluisce per metà periodo; in tali condizioni la componente alternativa della tensione anodica è proporzionale alla tensione eccitatrice di griglia e gli stadi in controfase in classe B possono essere usati anche come amplificatori a bassa frequenza (fig. 10).

La potenza assorbita dal circuito anodico si determina con la relazione:

$$P_a = V_{ao} I_{ao}$$

La potenza utile, dato che nel calcolo degli amplificatori si determinano le ampiezze delle grandezze alternate in gioco è:

$$P_u = \frac{1}{2} V_a I_a$$

La potenza dissipata sull'anodo è:

$$P_d = V_{ao} - \frac{1}{2} V_a I_a$$

Il rendimento dello stadio è il rapporto tra la potenza utile e quella fornita dall'alimentatore:

$$\eta = \frac{V_a I_a}{2 V_{ao} I_{ao}} = \frac{P_u}{P_a}$$

La resistenza equivalente di carico deve essere:

$$R_d = \frac{V_a}{I_a}$$

Diamo ora un esempio di calcolo.

AMPLIFICATORE DI AF IN CLASSE C.

Si usa un triodo del tipo 805 con le seguenti caratteristiche:

tensione anodica 1000 V;
coefficente di amplificazione 46;
mutua conduttanza 4,2 mS;
resistenza interna 11000 Ω.

La tensione negativa di griglia alla quale si ha il taglio della corrente anodica è:

$$\frac{V_{ao}}{\mu} = \frac{1000}{46} = 22 \text{ V}$$

Suppongo che l'ampiezza della tensione alternata ai capi del circuito risonante anodico sia di 800 V. (Nella pratica di solito si pone $V_a = (0{,}8 \div 0{,}9) V_{ao}$).

Il valore della tensione negativa di polarizzazione di griglia di solito si fissa 4÷5 volte il valore della tensione di taglio della corrente anodica, nel nostro caso poniamo $V_{go} = -95$ V.

L'ampiezza della tensione di eccitazione deve essere determinata in modo che la griglia raggiunga una tensione positiva di 0,7÷0,8 ($V_{ao} - V_a$); per noi la tensione massima di griglia è 0,7÷0,8 (1000 — 800) = 130 V, l'ampiezza della tensione di griglia risulta essere:

$$V_g = 130+95 = 225 \text{ V}.$$

Il valore massimo della corrente anodica è applicando la [4]:

$$I_a = \frac{1000 - 800}{11000} + 4{,}2 \times 10^{-3}(-95+225) = 0{,}73 \; A.$$

La circolazione è [5]:

$$\cos\theta = \frac{95 - \frac{1}{46}\times 1000}{225 - \frac{1}{46}\times 800} = 0{,}35$$

cioè $\theta = 70°$ circa.

Dal diagramma di fig. 9 ricavo per $\theta = 70°$, $\beta = 0{,}28$ e $k = 0{,}45$ per cui la componente continua della corrente anodica è $I_{ao} = 0{,}28 \times 0{,}73 = 0{,}2$ A. La

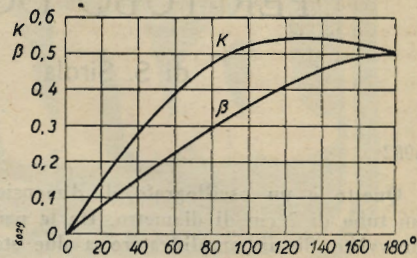



fig. 9

ampiezza della componente anodica di AF è $I_{a1} = 0{,}45 \times 0{,}73 = 0{,}32$ A.

La potenza assorbita dal circuito anodico è di

$$P_a = V_{ao} I_{ao} = 1000 \times 0{,}2 = 200 \text{ watt.}$$

La potenza utile è

$$P_u = \frac{1}{2} V_a I_a = \frac{1}{2} \times 800 \times 0{,}32 = 127 \text{ watt.}$$

La potenza dissipata sull'anodo è:

$$P_d = 200 - 127 = 73 \text{ watt.}$$

Il rendimento è:

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{127}{200} = 0{,}635 \text{ cioè } 63{,}5 \%$$

La resistenza equivalente di carico deve essere:

$$R_d = \frac{V_a}{I_a} = \frac{800}{0{,}32} = 2500 \text{ ohm.}$$

Fissati così i valori delle tensioni e correnti possiamo disegnare il circuito dell'amplificatore fig. 11.

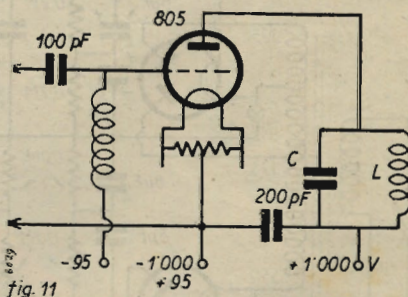



fig. 11

Tracciato così in brevi linee il calcolo degli amplificatori in classe C avvertiamo il lettore che questo deve essere svolto tenendo sott'occhio le curve caratteristiche del tubo con il cui ausilio si debbono determinare i valori delle tensioni e correnti.

★

ERRATA CORRIGE

Nell'articolo "Calcolo in un trasformatore di uscita di classe A„ sono sfuggiti questi due errori:
a pag. 108, riga 13,
in luogo di 2 mA, leggere 72 mA;
a pag. 108 colonna 2, riga 10,
leggere $0{,}18\sqrt{18{,}9} = 0{,}75$ mm.

OSCILLOGRAFO

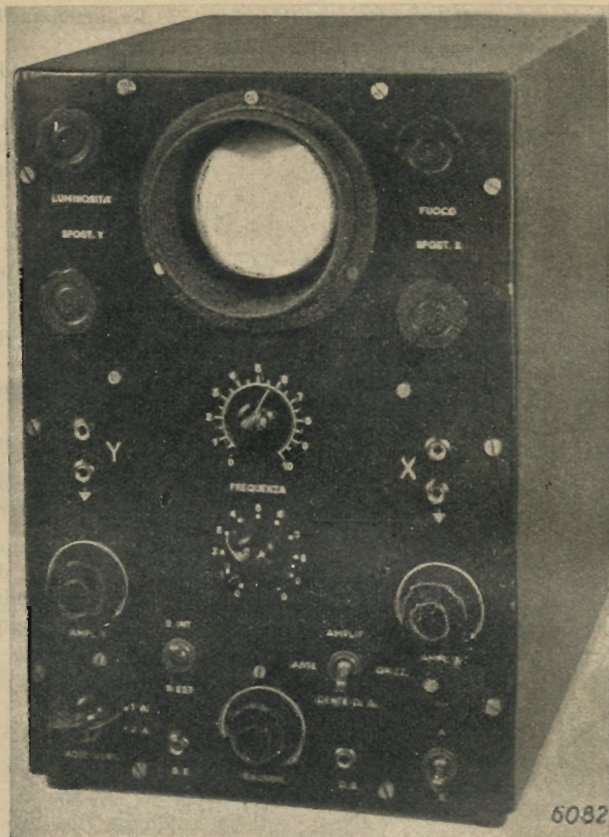
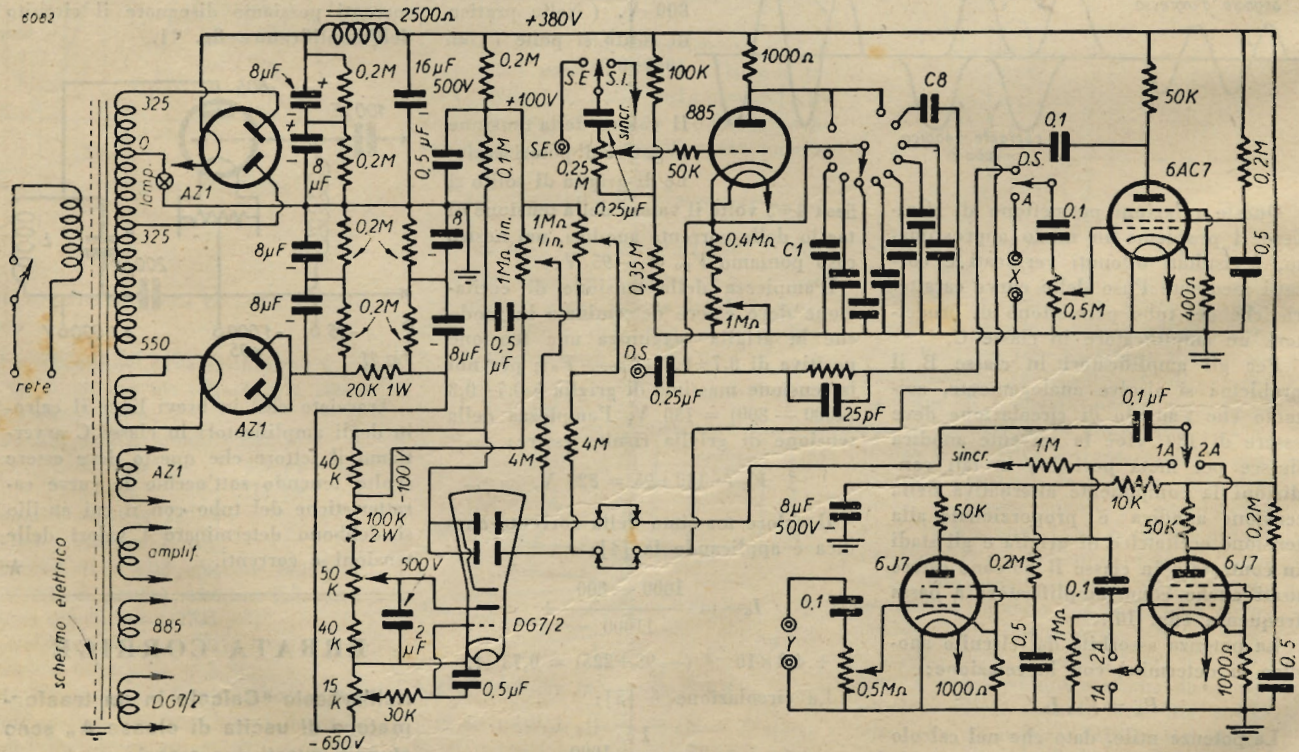
PER TUBO DG7/2

di S. Sirola

6082

Questo è un oscillografo di dimensioni medie, ed usa un tubo di 7 cm di diametro. Ha la particolarità di essere provvisto di un amplificatore a due stadi per l'asse verticale, in modo che la sensibilità risulta notevolmente aumentata. L'amplificazione effettiva per stadio essendo circa di 30 volte, l'amplificazione totale con due stadi si avvicina alle 1000 volte (60 dB).

Il funzionamento di questo oscillografo è in tutto simile a quello descritto nel numero 9-10 (maggio 1946) e unica differenza degna di nota, oltre ai suddetti due stadi di amplficazione sull'asse Y, è il collegamento diretto delle placchette deflettrici che si ottiene attraverso due finestre praticate lateralmente nella scatola dello strumento dopo aver rimosso un ponticello che le collega ai relativi amplificatori; nello oscillografo descritto nel numero di maggio ciò non era necessario perchè questa manovra era fatta dai due commutatori « asse X » e « asse Y » posti sul pannello anteriore e ci si poteva quindi sempre collegare ai morsetti anteriori X e Y.

In questo oscillografo non è stato possibile questo sistema di commutazione date le maggiori dimensioni dello chassis e la conseguente necessità di collegamenti troppo lunghi che avrebbero provocato dannosi accoppiamenti oppure, se schermati, sarebbero stati fonte di notevoli capacità di ingresso rendendo così impossibile l'uso dello strumento per le frequenze elevate.

Invece di condensatori di filtro e carta sono stati adoperati in questo caso con buon risultato dei comuni elettrolitici da 8 μF, 500 V-lavoro messi in serie a due e dividendo esattamente la tensione tra di loro met-

Come triodo a gas per l'oscillatore a dente di sega è stata usata una 885 RCA, ma nulla ci avrebbe vietato di adoperare sempre la 4686 dell'oscillografo precedente o qualche altra valvola analoga.

VALORE DEI CONDENSATORI DA C_1 A C_8

C_1 =	1000 pF	C_4 =	0,025 μF	C_7 =	0,5 μF
C_2 =	4000 pF	C_5 =	0,075 μF	C_8 =	1 μF
C_3 =	0,01 μF	C_6 =	0,2 μF		

pannello anteriore in alluminio da 3 mm

sostegno zoccolo tubo

I chassis

II chassis

dietro

piegare in basso

pannello anteriore

spessore 3 mm

schermo tubo

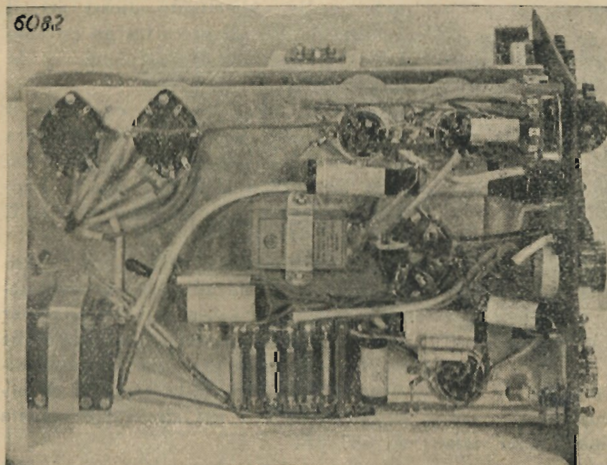
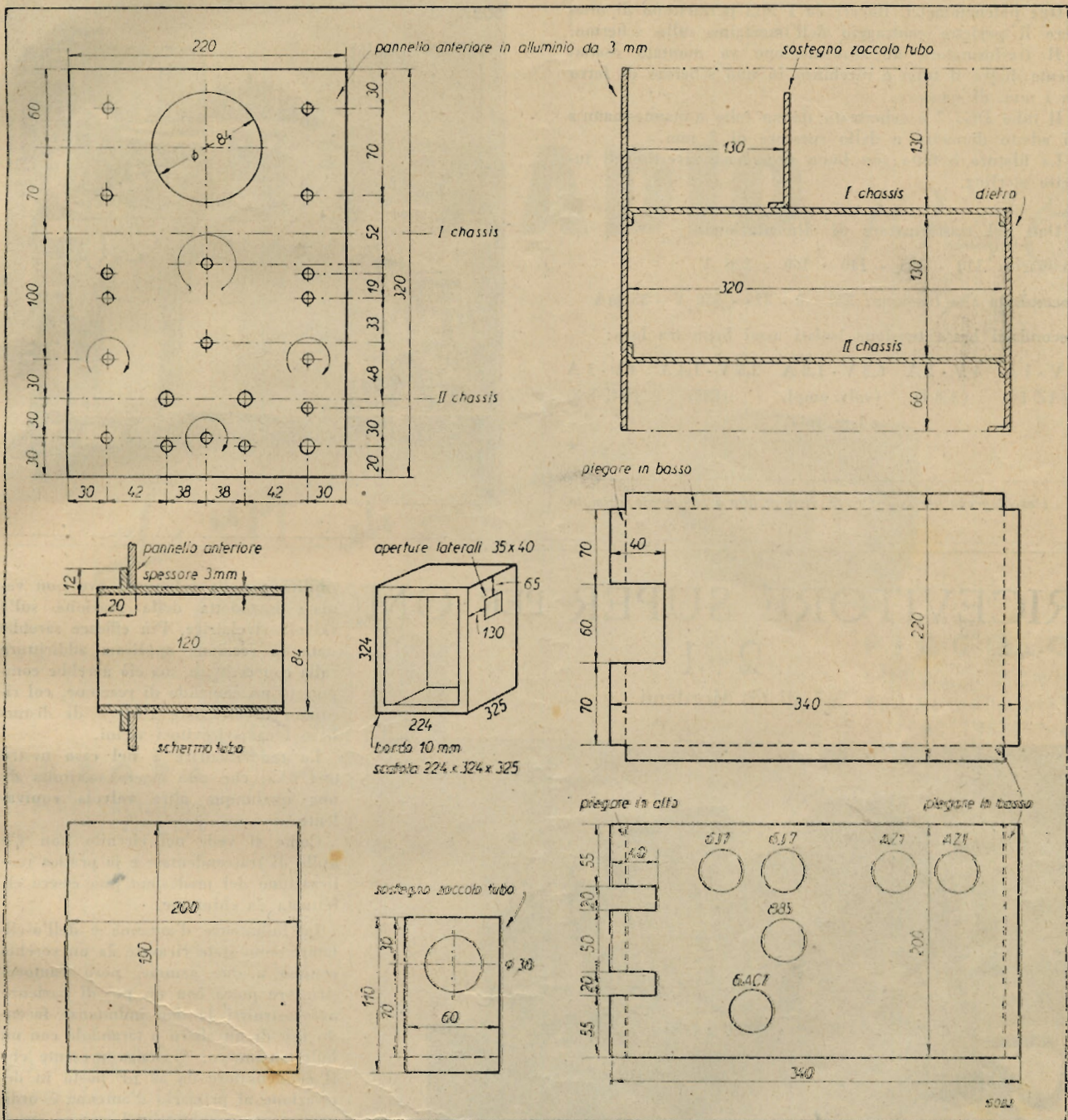
aperture laterali 35 x 40

bordo 10 mm

scatola 224 x 324 x 325

piegare in alto

6J7 6J7 AZ1 AZ1 885 6AC7

6083

tendo in parallelo a ognuno di essi una resistenza da 0.2 MΩ, 1 W.

E' possibile avere sull'asse Y uno solo o due stadi di amplificazione mediante un apposito commutatore a due posizioni e due vie, che collega al tubo la placca della prima e della seconda amplificatrice, mentre nella prima posizione mette pure a massa la griglia della seconda.

La tensione a dente di sega è ottenibile esternamente da un'apposita boccola attraverso un condensatore da 0.25 μF.

Particolare cura deve essere rivolta ai condensatori di placca e di griglia delle valvole amplificatrici, che devono essere ad alto isolamento perchè altrimenti si ha un funzionamento molto irregolare dello strumento.

Vista del montaggio dell'oscillografo per tubo DG7/2, dalla parte inferiore.

Due potenziometri, lineari da 1 MΩ permettono di ottenere il perfetto centraggio dell'immagine sullo schermo. Il trasformatore di alimentazione va montato esattamente dietro il tubo e racchiuso in uno schermo di ferro da 1 mm. di spessore.

Il tubo DG7/2 è schermato da un tubo « mannesmann » di adatto diametro e dallo spessore di 3 mm.

La filatura è fatta con buon press-bach rivestito di tubetto sterling.

Dati del trasformatore di alimentazione:

Primario: 110 - 125 - 140 - 160 - 220 V

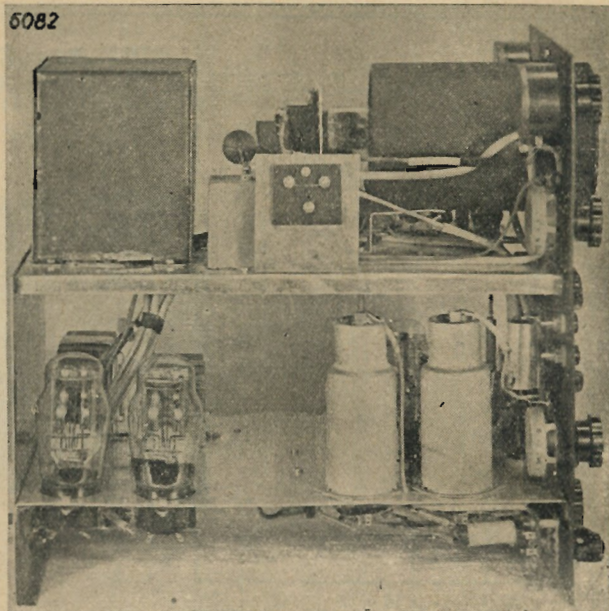
Secondario alta tensione: 325 - 0 - 325 - 550 V - 35 mA

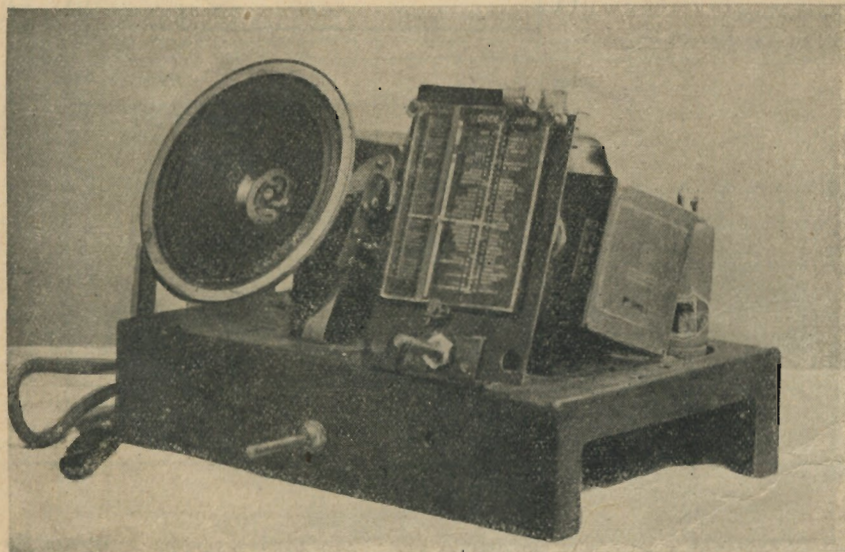
Secondarii bassa tensione, isolati assai bene tra loro:

4 V - 1 A	4 V - 1 A	6,3 V - 1,2 A	2,5 V - 1,4 A	4 V - 1 A
(AZ 1)	(AZ 1)	(valv. ampl. e lam. spia)	(885)	(DG 7/2)

★

L'oscillografo per tubo DG7 2, visto di lato a montaggio ultimato.

6082

RICEVITORE SUPER PER OM 2+1

di G. Mordenti

6087/1

Il ricevitore economico costituisce e costituirà sempre un argomento di attualità.

Le soluzioni per un ricevitore economico sono diverse: dal ricevitore a reazione, al reflex, alla supereterodina; indubbiamente l'ultima soluzione risulta la più conveniente per sensibilità e selettività. Esiste un tipo di supereterodina a tre valvole — compresa la raddrizzatrice — che sfrutta la valvola finale di potenza anche come amplificatrice di MF. Quest'apparecchio che fu nel passato costruito su larga scala da diverse Case, ebbe notevole successo.

Esiste però un'altra soluzione del problema, forse più adatta per l'autocostruttore ed è quella che descriveremo.

Trattasi di un apparecchio a due valvole più la raddrizzatrice senza circuiti riflessi, il che rende assai più agevole e spedita la messa a punto.

Il circuito è illustrato in fig. 1. La convertitrice è una ECH 4 che esplica le sue funzioni nel modo noto; segue una WE 13 che fa da rivelatrice per caratteristica di griglia e da finale di potenza.

Si nota quindi la mancanza di uno stadio amplificatore di MF, il che produrrebbe una diminuzione nella sensibilità e nella selettività ove non venisse introdotta della reazione sulla valvola rivelatrice. Più efficace sarebbe stata la reazione applicata addirittura sulla convertitrice, ma ciò avrebbe comportato un comando di reazione, col risultato di irradiare l'AF e di disturbare i radioricevitori vicini.

La raddrizzatrice è nel caso nostro una 6X5, che può essere sostituita da una qualunque altra valvola equivalente.

Come si vede nel circuito non v'è nulla di trascendentale e la pratica realizzazione del medesimo può essere effettuata da chiunque.

Le induttanze d'antenna e dell'oscillatore sono state ricavate da un vecchio gruppo a due gamme, però l'autocostruttore potrà con un po' di pazienza autocostruirsi le due induttanze facendo uso di un abaco o tarandole con un induttanzimetro. Si tenga presente che il condensatore da 50 pF posto in derivazione al primario d'antenna è ordinariamente contenuto nel gruppo stesso e serve a portare la risonanza di questo avvolgimento fuori della gamma delle onde medie. Altrettanto dicasi per il padding da 465 pF posto fra un estremo dell'avvolgimento di reazione e la massa.

Si tenga altresì presente che, dato il valore di MF di 467 Kc, la frequenza prodotta dall'oscillatore dovrà poter variare da 1017 a 2067 Kc, con un rapporto F max/F min di 1,8 e C max/C min di 1,34.

Il trasformatore di MF è un Geloso 691 cui sono state affiancate al secondario alcune spire (circa un'ottantina) per ottenere l'effetto reattivo desiderato. Se la reazione fosse eccessiva si potrà diminuire il valore della capacità di accoppiamento che nel circuito è segnata da 500 pF.

Sul circuito anodico della sezione triodica della WE 13 si nota una cellula di disaccoppiamento costituita da una resistenza da 0,05 MΩ e da una capacità da 8 μF; altra cellula di disaccoppiamento si nota sul circuito di griglia della sezione pentodica. Entrambe evitano inneschi ed accoppiamenti cui la WE 13 va facilmente soggetta. Altra raccomandazione che possiamo fare è quella di adoperare cavetto schermato per tutti i collegamenti della sezione pentodica; particolare cura si avrà per il collegamento di placca, per il quale va adoperato cavetto schermato assai bene isolato.

La messa a punto verrà eseguita con la reazione staccata; basterà allo scopo distaccare il condensatore da 500 pF che collega l'avvolgimento di reazione con la placca della sezione triodica.

Detta operazione verrà eseguita al solito modo cominciando dalla media frequenza, che verrà accordata a 467 Kc, e finendo coi circuiti da AF. Una volta eseguita la taratura si metterà a punto la reazione e si ritoccherà l'accordo della media. L'apparecchio sarà quindi pronto per funzionare.

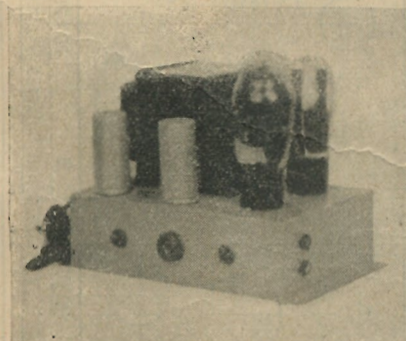
La ricezione con aereo esterno è la più consigliabile e in questo caso si dovranno ricevere regolarmente tutte le stazioni ad onde medie.

Il funzionamento di questo apparecchietto è senz'altro paragonabile a quello di un reflex 3+1, una volta tanto di moda.

La realizzazione illustrata nella foto impiega una scala parlante a due gamme, però la mascherina del mobile nasconde la parte riservata alle onde corte.

✶

ALIMENTATORE AMPLIFICATORE PER AR 18

di R. P.

6076/2

Abbiamo visto nello scorso numero il ricevitore AR 18. Diremo ora come possa essere realizzato un alimentatore-amplificatore per detto ricevitore.

Si utilizza una raddrizzatrice 5Y3 ed una finale 6L6.

Tutti i dati sono segnati nel circuito; le dimensioni sono 20×15×6 cm. L'altoparlante utilizzato è una RCA 106 con campo ad alta resistenza per l'eccitazione in parallelo ed il trasformatore d'uscita è sistemato sull'altoparlante stesso.

Anteriormente sono disposti un interruttore generale, una gemma ed il commutatore altoparlante cuffia.

Le boccole per la cuffia sono sistemate lateralmente, mentre posteriormente trovano posto il cambio tensioni, due zoccoli octal per l'altoparlante e per il cavo delle tensioni per il ricevitore.

L'ultima valvola dell'AR 18 è stata abolita e l'uscita è stata ricavata dalla placca della preamplificatrice di BF.

Tale è la semplicità del circuito che ci pare superfluo soffermarci oltre.

✶

CALIBRATORE A QUARZO

di S. Sirola

6081

Questo strumento veramente utile per il radioriparatore, è soltanto da poco entrato a far parte dell'attrezzatura dei piccoli e medii laboratorii, dato il suo alto costo, se comperato già pronto dal commercio, e data la relativa difficoltà per l'autocostruttore di fabbricarsene uno e di metterlo a punto. Esso è molto utile per la taratura ed il controllo periodico degli oscillatori modulati e dei ricevitori professionali, e può anche servire se seguito da adatti demoltiplicatori di frequenza, come campione di BF per la taratura di oscillatori a battimenti. Il calibratore che descriveremo è abbastanza semplice e di facile messa a punto, e consente di ottenere un'uscita perfettamente regolabile da circa 50 mV a pochi microvolt in una estesissima gamma di frequenze. Si possono, infatti, ottenere 500 - 1000 - 1500... kc dati da un oscillatore a quarzo seguito da amplificatore distorcente fino a 30 Mc e inoltre 50 - 100 - 150... kc dati da un multivibratore pilotato dal quarzo (demoltiplicatore di frequenza) fino a oltre 20 Mc. Questi segnali possono essere modulati o no da una apposita modulatrice che lavora a circa 1000 c/s.

In questo modo si ha la possibilità di controllare ad esempio la taratura di un oscillatore da 50 kc a 30 Mc ogni 50 kc. Il calibratore va usato assieme a un adatto rivelatore, che può anche essere un comune ricevitore a reazione o una super con stadio di AF accordato, ove si individuano i segnali del calibratore e dello oscillatore da tarare. Un normale ricevitore super senza stadio AF accordato non si presta molto bene a questo uso perchè si hanno dei battimenti tra i segnali del calibratore e le armoniche dell'oscillatore della super.

I multipli del 500 kc sono facilmente riconoscibili tra quelli del 50 kc data la loro maggior ampiezza. La precisione di questo strumento è molto elevata e dipende soprattutto dalla precisione del quarzo impiegato e dalla sua stabilità di frequenza al variare della temperatura.

In ogni caso la precisione è almeno dell'ordine di uno su 10.000. Dallo schema riprodotto si può notare che il materiale occorrente per la costruzione di questo ultimissimo strumento è facilmente reperibile sul mercato e che il costo dell'insieme è molto ridotto.

Occorrono 4 valvole, una 6SL7 come multivibratrice 50 kc, una ECH4 oscillatrice quarzo (500 kc) e amplificatrice distorcente, una ghianda 4672 oppure una 6J7GT oscillatrice BF (modulatrice) e una 6AW4 o 6X5GT come raddrizzatrice.

Lo strumento S è un microamperome-

tro da 300 μA fondo scala. Il quarzo *Cr* è un comune quarzo per 500 kc.

La bobina L_1 è composta di 300 spire 0,1 su diametro 12 mm con presa cen-

trale e il condensatore di accordo *C* di circa 400 pF è dato da un condensatore fisso a mica di 300 pF con in parallelo un compensatorino di circa 100 pF mas-

Se il cristallo è duro da oscillare può essere necessario aumentare la capacità di reazione in serie con esso e portarla ad esempio a 10 pF; il valore giusto è quello per cui si ha la suddetta corrente di griglia quando il circuito è accordato. Il commutatore K_1 serve per includere o escludere il multivibratore

dica escludendo la multivibratrice e la modulatrice, sono state usate due resistenze di carico da 50 kΩ, 2 W e da 60 kΩ, 2 W che provvedono a mantenere inalterato il consumo di corrente AT. Il pentodo oscillatore di BF che può essere o una ghianda (per occupare poco spazio) o una 6T7, lavora in circuito Hartley. La bobina L_2 è facilmente autocostruibile: si prende un lamierino di 3 W e si avvolgono 1000 spire di filo smaltato da 0,15 con una presa alla 300^a spira. Il condensatore in parallelo va scelto per tentativi fino ad ottenere la BF voluta (in un caso è andato bene il valore di 0,075 μF) la modulazione avviene sulla griglia di iniezione della parte eptodo della ECH4.

Tutti i condensatori di blocco da 0,5 μF visibili nello schema sono contenuti in un blocchetto Ducati 6 × 0,5 μF - 750 V-prova.

L'attenuatore è molto semplice, perchè si compone di un potenziometro a filo possibilmente logaritmico, da 500 Ω e di 2 resistenze chimiche da un quarto di watt. L'uscita è accoppiata attraverso un condensatore da 20 pF in modo da evitare in certi casi un carico troppo basso sulle valvole con conseguente difettosa sincronizzazione del multivibratore.

Il trasformatore di alimentazione è piccolo essendo il consumo di alta tensione inferiore a 20 mA ed è protetto

simi, e va regolato fino ad avere un minimo di corrente anodica nel triodo oscillatore. In queste condizioni si avrà una corrente di griglia di 150 μA circa.

a 50 kc che è pilotato sul catodo dell'oscillatore a quarzo. Il commutatore K_2 include o esclude la modulazione.

Per evitare sbalzi nella tensione ano-

da un fusibile (lampadina 6,3 V - 0,04 A) posto subito dopo il catodo della raddrizzatrice. Unica difficoltà che si può incontrare nella messa a punto è

UNO STRUMENTO UNIVERSALE

A GRANDE SENSIBILITÀ

di Adriano Azzali

6083

Al dilettante e al radioriparatore, è assolutamente indispensabile uno strumento universale nel proprio laboratorio, che consenta di effettuare in modo

750
0.15 0.15 1.2 1.5 12 15 120
1A 500 100 50 10 5 1

semplice e preciso le misure più comuni sui circuiti da esaminare. Di questi strumenti ne esistono in commercio moltissimi, di diverse sensibilità e concezioni. Se ne illustra qui uno realizzato dall'autore, che, oltre a notevole sensibilità, ha un'estrema semplicità di uso, consentendo di misurare tensioni continue e alternate, correnti e resistenze con 26 portate, senza spostare i terminali dello strumento. Infatti, come si vede dalla fotografia si hanno sul pannello due sole boccole, alle quali vengono innestati i terminali flessibili, mentre le varie portate e circuiti sono inseribili di volta in volta a mezzo di commutazioni.

I commutatori sono tre. Il più importante, primo in basso a destra, provvede all'inserzione dei vari circuiti, immediatamente sopra ve n'è un altro per le portate ohmetriche, in alto a sinistra quello che permette le letture di tensioni e correnti. In basso a sinistra si nota il potenziometro di azzeramento per le resistenze da misurare.

Qualcuno penserà subito che un simile sistema basato totalmente su commutazioni, pur risultando molto pratico non consentirà letture molto precise. Ma non è così.

Un esame accurato dello schema elettrico renderà evidente che la resistenza di contatto dei commutatori non influisce praticamente sulla precisione delle letture. Io ho ottenuto un brillante risultato usando dei normali commutatori della Geloso; da un anno adopero questo tester nel mio laboratorio, e spesso mi è capitata l'occasione di fare delle misure confrontandole ad altri costruiti da buone fabbriche senza rilevare differenze degne di considerazione. L'errore è inferiore all'1 % e con ciò è detto tutto. Per rendersi conto di ciò basta fare un piccolo ragionamento. La resistenza di contatto essendo dell'ordine di centesimi di ohm non può assolutamente influire sulle letture voltmetriche perchè viene a trovarsi in serie a resistenze di cui la più piccola è di 5000 ohm. Potrebbe influire soltanto nelle misure

CALIBRATORE A QUARZO

(continua dalla pagina precedente)

la regolazione del reostato di griglia del multivibratore. Per far ciò ci si deve provvedere di un ricevitore e vedere per quale posizione del reostato stesso si ottiene una frequenza di 50 kc (e tutte le armoniche). Quando la regolazione buona è stata trovata anche piccoli spostamenti del reostato in un senso o nell'altro non producono spostamenti di frequenza.

Bisogna assicurarsi che la frequenza sia proprio 50 kc e non qualche altro sottomultiplo di 500. Credo di avere spiegato con sufficiente chiarezza tutto ciò che può interessare di questo strumento e non mi resta che fare i migliori auguri di buona riuscita per chi volesse accingersi ad autocostruirlo. ★

di corrente dati i bassi valori di resistenze in gioco, ma adottando speciali accorgimenti anche tale errore è praticamente eliminato.

Ecco lo schema parziale per le correnti continue, osservandolo ci renderemo conto dei vantaggi che presenta.

Lo strumento indicatore ha le seguenti caratteristiche: Portata mA 0,1 — mV 60. La resistenza di 750 ohm è stata aggiunta in serie allo strumento per compensare le variazioni di resistenza del suo circuito interno dovuto alla temperatura. La res. totale opposta dal circuito al passaggio di una corrente di 1 mA è di $\frac{0,06}{0,0001} + 750 = 1350$ ohm che è la res. totale dello strumento e della resistenza addizionale.

La somma dei derivatori è 150 ohm.

Il parallelo risultante sarà $\frac{1350 \cdot 150}{1350 + 150} = 128,33$ circa.

Come si vede dal circuito, i derivatori non sono singoli per ogni portata come avviene nei classici circuiti. Lo strumento funziona da millivoltmetro e la resistenza di contatto non fa parte del circuito e non può introdurre errori di lettura. Il resto del circuito è chiaramente illustrato dallo schema elettrico generale.

L'ohmetro, può essere alimentato sia in CC (batterie) che in CA attraverso un piccolo raddrizzatore ed una valvola.

Esso consente letture fino a 10 Mohm in 5 portate.

Il voltmetro in CC è suddiviso in 7 portate da 1 volt a 1000 volt a lettura diretta. Data l'elevatissima resistenza interna esso non disturba i circuiti sul quale viene impiegato e rappresenta un vantaggio indiscutibile rispetto ai soliti strumenti. Ritengo tutto ciò sufficientemente chiaro e passo alla descrizione del complesso. Per coloro che avessero

dubbi, l'ufficio consulenze de l'ANTENNA darà sempre le indicazioni richieste.

COSTRUZIONE E MONTAGGIO.

La massima cura deve essere rivolta alla costruzione delle resistenze. Dalla precisione di queste dipende la bontà e la precisione dello strumento, che nulla ha da invidiare a similari tipi del commercio pur consentendo una spesa inferiore. Dette resistenze vengono avvolte con filo di manganina su rocchetti isolanti di ebanite, fino a valori di 5000 ohm. Le altre di valore superiore sono del tipo chimico da 1 W e tutte devono avere tolleranze inferiori al 1 %.

Il dilettante che non possedesse un ponte per la taratura può ordinare le res. già tarate a laboratori specializzati.

Il pannello su cui vengono fissati lo strumento indicatore ed i vari comandi può essere realizzato con qualunque materiale purchè non magnetico. Sono da preferirsi l'anticorodal e l'ebanite. L'incisione viene fatta a pantografo e qualsiasi laboratorio di placche e timbri potrà farlo.

Per alimentare l'ohmetro in alternata è necessario disporre di un piccolo trasformatore d'alimentazione di cui diamo i dati nell'elenco del materiale. La valvola da usarsi è un piccolo triodo a riscaldamento diretto e basso consumo. Molto bene i tipi A 415 o simili.

E' bene porre molta attenzione nel montaggio per evitare errori. Fare i collegamenti più corti possibile usando filo rigido di spessore 1 mm isolato con tubetto sterling a vari colori per distinguere i vari circuiti. Ottimo il filo push-back stagnato e paraffinato. Le resistenze del milliamperometro verranno fissate direttamente alle linguette dei commutatori, mentre le alerte possono essere disposte su basette di bakelite. Le saldature vengono eseguite con stagno di buona lega e una volta ultimato il montaggio verniciate con vernice a spirito. Per assicurare un buon contatto le linguette dei commutatori devono essere pulite

con etere solforico e con l'ausilio di un pennellino di setola duro.

Dall'esame dello schema si noterà che ho omesso di indicare i valori delle resistenze R1, R2 sul circuito CA. Tali valori sono dipendenti dal tipo di raddrizzatore usato e variano anche tra tipi uguali tra loro. E' perciò necessario trovarli mediante un pratico esperimento. La R1 deve essere tale che porti la resistenza totale del circuito formato dal raddrizzatore e strumento al valore di ohm 66,6. La R2 sommata alla resistenza del raddrizzatore porta il valore totale a 1000 ohm.

Le portate dello strumento sono:

volt CC e CA 1, 5, 10, 50, 100, 500, 1000;

milliampere CC 1, 5, 10, 50, 100, 500, 1000;

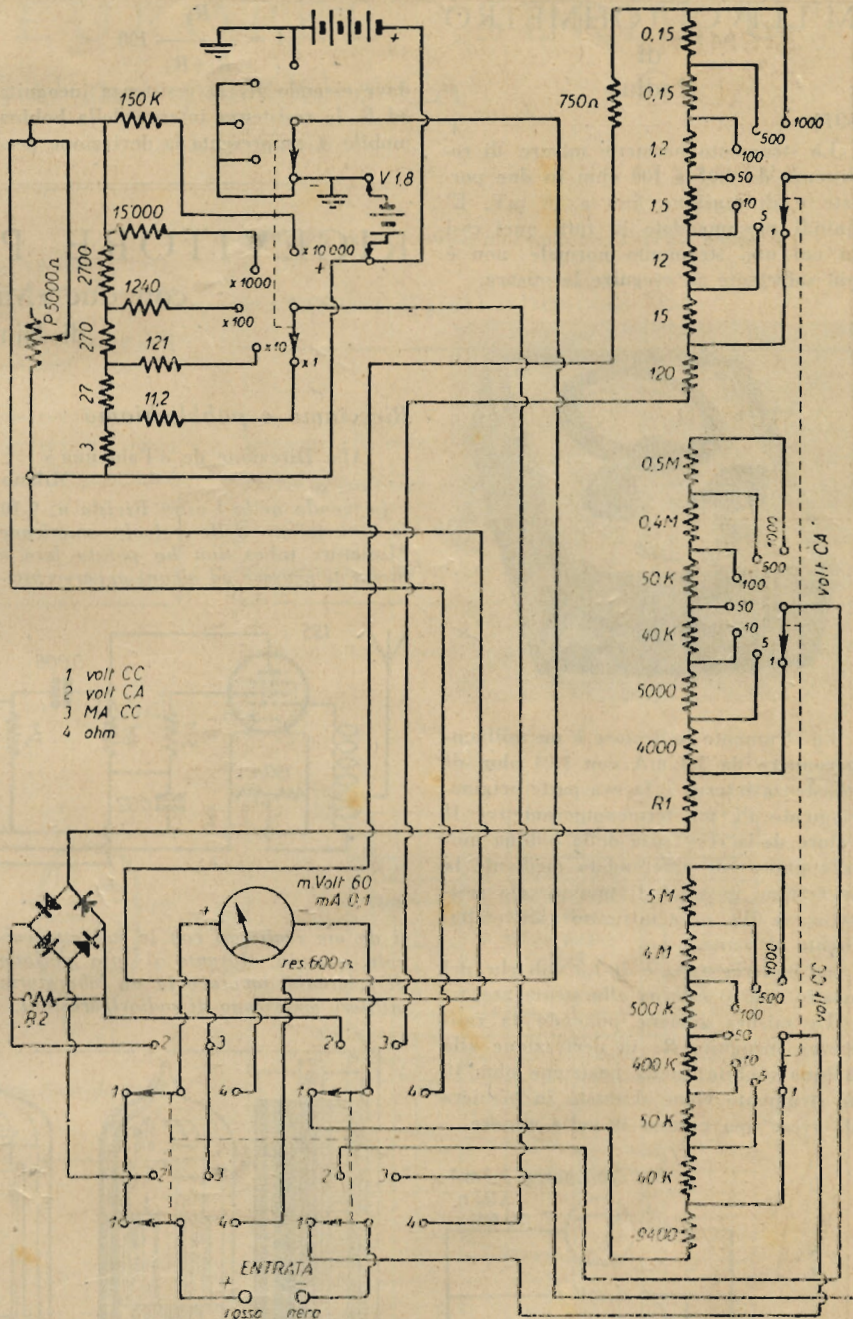
ohm 1000, 10K, 100K, 1 M, 10 M f. scala.

Uso dello strumento.

Data l'estrema semplicità credo inutile dilungarmi su questo che dovrebbe essere intuitivo. Ruotando l'indice del selettore in basso a destra si rendono disponibili i vari circuiti ai capi dei puntali inseriti alle due boccole. Le varie portate si inseriscono con i due commutatori in alto. Per la misura delle resistenze, si dispone il selettore nella posizione Res e l'accensione della spia darà l'immediata percezione del funzionamento della parte alimentatrice. Dopo di ciò si sceglie la portata a mezzo del commutatore ohm e si effettua la messa a zero dell'indice cortocircuitando i due puntali e agendo sul potenziometro posto in basso a sinistra.

Attenzione a non invertire le polarità durante l'uso del voltmetro o del milli e a non commettere errori grossolani nella scelta delle portate, data la delicatezza dello strumento, è relativamente facile causare dei guasti, specie se adoperato da personale inesperto.

Elenco del materiale.

1 milliamperometro da 0,1 mA 60 mV. - Tipi MRR All. Bacch.;
1 commutatore a 4 pos. 8 vie;
1 commutatore a 7 pos. 3 vie;
1 commutatore a 5 pos. 2 vie;
1 raddrizz. ossido per strumenti port. 10 mA Westinghouse;
1 potenziometro a filo 5000 ohm;
1 valvola Philips A 415 o similare;
1 trasform. aliment. W15 nucleo cm. 5, sp/V prim. 12, sp/V sec. 13. Prim. univ., 1 sec. 60 volt. filo 0,15; 1 sec. 4 V filo 0,35; 1 sec. 4 V filo 0,4; 1 sec. 2,5 V filo 0,3;
1 raddrizz. ossido 2 semionde erogaz. max 2V 0,200 A Westing.;
Resistenze in filo di manganina tarate all'0,5 %;
Valori ohm 3, 11,5, 27, 121, 270, 1240, 2700, 15000, 0,15, 0,15, 1,2, 1,5, 12, 15, 120, 9400, 40.000, 750, R1, R2, 4000, 5000;
Resistenze chimiche tolleranza come sopra 1W, 50K, 400K, 500K, 4M, 5M, 50K, 150K;
Resistenza a filo normale 1500 Ω 2W;
Resistenza a filo normale 5000 Ω 1W;
1 condensatore elettrolitico μF 16 × 200 V max;
1 pannello mm 300 × 200 anticorodal spess. 2,5 mm;
1 portalampada spia con lamp. 4 V 0,05 A;
2 puntali per strumenti di misura con fili flessibili;
2 boccole rosso-nero, filo coll., viti, dadi, pagliette, ecc.

N.B. — Le tensioni di lavoro dell'ohmetro sono di 1,7 V fino alla 4ª portata indi 17 V.

★

TRASMETTITORE 100 W per 20-40 e 80 metri

In aggiunta a quanto pubblicato nell'ultimo numero de "l' antenna", diamo alcuni dati costruttivi:

BOBINE
- Pilota supporto quadrangolare 17 × 17 mm - 21 Sp. 0,6 - lung. 25 mm, presa alla 7ª
- Separat. supporto 38 mm - 45 Sp. 0,6 - lung. 45 mm, presa alla 15ª
- Finale supporto 60 mm - 18 Sp. 1,2 - lung. 60 mm, presa alla 6ª

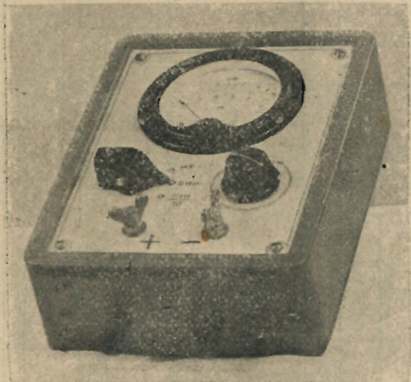
Impedenza Z - a 6 gole : filo 0,3 - circa 400 spire
Trasformatore Mod. Rapporto 1 : 1

MILLIVOLTOHMETRO

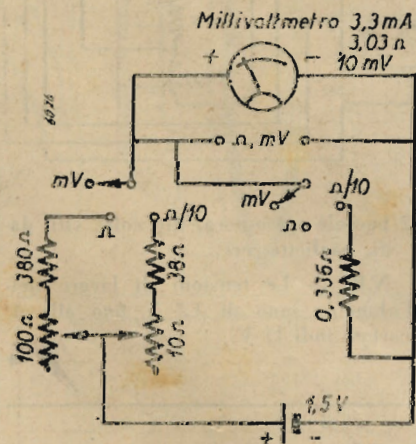
di

Radius

6076

Lo strumento permette misure di resistenza da 0,01 a 100 ohm in due portate e di tensione fino a 10 mV. E' quindi raccomandato in tutti quei casi in cui uno strumento normale non è più sufficiente ad eseguire la misura.

Lo strumento indicatore è un milliamperometro da 3,3 mA con 3,03 ohm di resistenza interna e faceva parte originariamente di un termoamperometro. Il valore della resistenza della bobina mobile può venir arrotondato mediante la inserzione in serie di una piccola resistenza a filo, e va misurato assai esattamente al ponte.

La batteria usata è di 1,5 volt che nel nostro caso è esterna allo strumento.

La misura avviene ponendo la resistenza incognita R_x in derivazione alla bobina mobile; nella posizione ohm/10 lo strumento viene shuntato in maniera da avere una portata 10 volte minore.

Nella portata « mV » si ha ai morsetti il solo strumento; essendo $V = I R$ la portata fondo scala sarà: V=3,3 mA × 3,03 ohm=10 mV.

Il commutatore deve essere di ottima qualità, il potenziometro di azzeramento è costituito da due sezioni in tandem (10÷100 Ω a filo).

Per tracciare la scala degli ohm si adopera la

$$A = \frac{R_x}{R_i + R_x} 100$$

dove essendo R_x la resistenza incognita ed R_i la resistenza interna della bobina mobile A rappresenta la deviazione percentuale dell'indice nei confronti del fondo scala. Così se R_x=5 ohm ed R_i=3,03 ohm, A=62%. Ripetendo il calcolo per diversi punti si potrà tracciare la scala.

★

RICEVITORE PER LA LOCALE

con due «Miniature Tubes»

di Nino Cerana

Riceviamo e pubblichiamo

Alla Direzione de « l'antenna »

Milano

Leggendo nella Vostra Rivista n. 9-10 la descrizione delle valvole americane Miniature tubes *non ho potuto fare a meno di pensare ad alcuni apparecchietti da me realizzati con le suddette valvole quando, durante il mio periodo di prigionia, lavoravo in un laboratorio militare americano di radioriparazioni.*

Il primo della serie è un piccolo ricevitore a due valvole realizzato, come da schizzi allegati, in una scatola da tabacco e che mi permetteva di ricevere la locale in cuffia.

La realizzazione è stata possibile grazie alle piccolissime dimensioni, oltre che delle valvole, anche delle batterie, delle resistenze e dei condensatori. Sebbene la tensione anodica normale per le valvole usate sia di 67 volt, ho ottenuta una buona ricezione anche con soli 15 volt. L'apparecchietto, di dimensioni veramente ridotte (cm 7×11×2), ha entusiasmato non pochi americani, tanto che ho dovuto montarne una decina in altrettante scatole di tabacco « Prince Albert ».

La semplicità dello schema non ha bisogno di descrizioni particolari. La valvola finale 3S4 è un pentodo finale dalle caratteristiche uguali alla 1S4, salvo per il filamento che è a due sezioni da 1,5 V.

Se ritenete possa interessare i lettori de « l'antenna ». *potete pubblicare.*

Distinti saluti Nino Cerana.

Ringraziamo il Sig. Cerana per la sua graditissima collaborazione. Egli dimostra di avere compreso perfettamente lo spirito e le finalità della Rivista che vuole essere oltre che periodico di divulgazione, palestra dei lettori nelle loro, anche piccole, realizzazioni.

VALVOLE EUROPEE "SERIE U" a 100 mA per CC e CA

a cura di S. Sirola

Con inuazione e fine, v di N. 11 - 12

Nel numero 11-12 sono sta'e descritte le valvole UCH4-UF9-UBL1. Per svista del proto non sono state apportate alcune correzioni, che qui sotto segnaliamo.

A pag. 113 - Tabella dei simboli in luogo di VR, leggere -VR e in luogo di "*Corrente in griglia di schermo*" legg re "*Corrente di griglia schermo*"

A pag. 116 - Colonna 1 - Togliere le ultime tre righe.

A pag. 116 - colonna 2 - Ultima tabella - Correggere come segue

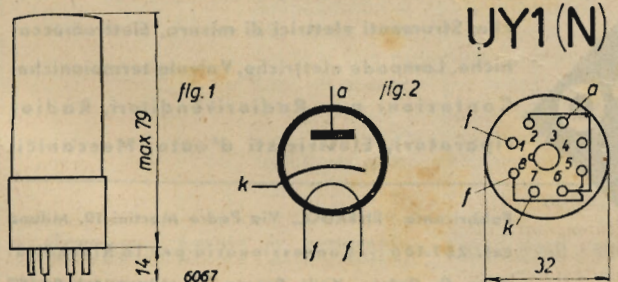
-VR	0	10	20	0	5	10	V
V_{0eff} / V_{geff}	88	17	8	72	15	6	
d_{tot}	2 %	4,5 %	5,9 %	0,83 %	3,8 %	6,2%	

* * *

UM4 indicatore a sintonia a doppia sensibilità. Zoccolo octal.

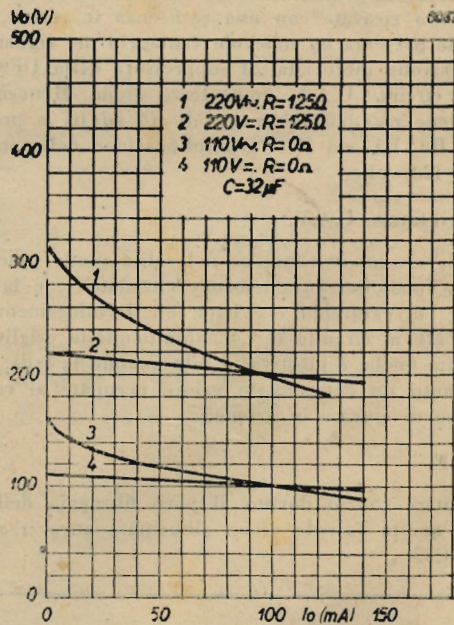
ACCENSIONE E DATI D'IMPIEGO

Vf = 6,3 V	*If* = 0,100		
Vb	100	200	V
Ra_1	1	1	MΩ
Ra_2	1	1	MΩ
Is (*Vg=0V*)	0,2	0,55	mA
Vg ($\Theta_1 = \Theta_2 = 90°$)	0	0	V
Vg ($\Theta_1 = 0°$)	—2,5	—	V
Vg ($\Theta_2 = 0°$)	—8	—	V
Vg ($\Theta_1 = 5°$)	—	— 4,2	V
Vg ($\Theta_2 = 5°$)	—	—12,5	V
Massima resa di griglia		3 MΩ	

* * *

UY1 (N) raddrizzatore monoplacca. Zoccolo octal.

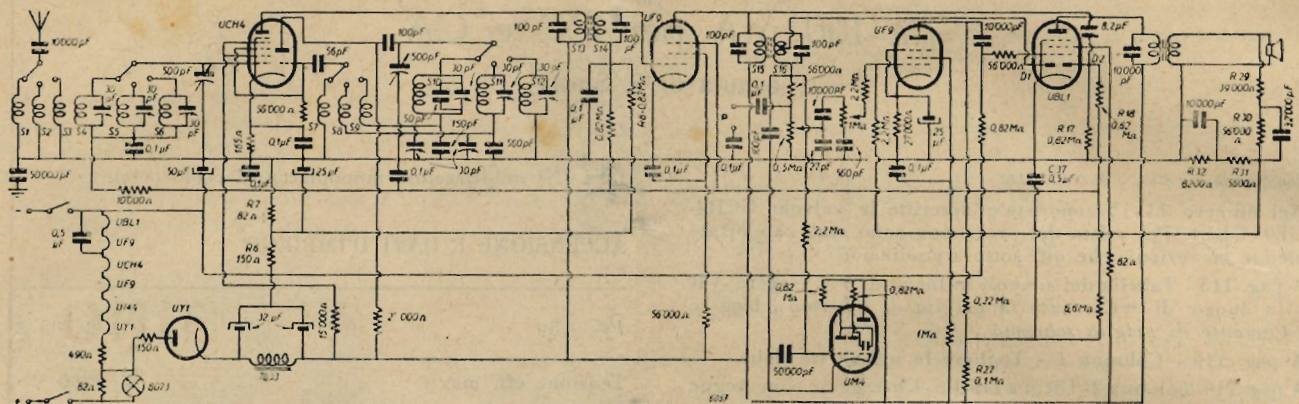
ACCENSIONE E DATI D'IMPIEGO

Vf = 50	*If* = 0,100 A
Tensione eff. max	250 V
Corrente continua max	140 mA
Tensione max tra filamento e catodo	500 V
Capacità max all'entrata del filtro	60 μF

In serie alla placca bisogna porre una resistenza di protezione.

Curve di carico della radd. UY1 (N)

tensione rete	capacità filtro	resistenza
250 V	60 μF	175 Ω
250 V	32 μF	125 Ω
250 V	8 μF	0 Ω
170 V	60 μF	100 Ω
170 V	16 μF	30 Ω
127 V	60 μF	0 Ω

*

Ricevitore Supereterodina per alimentazione CA e CC a 520 V, con valvole europee "Serie U"

Valvole impiegate UCH4-UF9-UBL1-UM4-UY1(N)
Gamme d'onda lunghe (830-2090 m.)
medie (195-570 m.)
corte (17-51 m.)

DESCRIZIONE:

Stadio convertitore a MF.

Le tensioni di griglia schermo della convertitrice e della MF vengono ricavate con una resistenza in serie, metodo questo che presenta un notevole vantaggio nei riguardi della modulazione incrociata. Il soppressore della UF9 è collegato al circuito C.A.V. come terzo diodo. Il negativo di griglia viene ricavato per mezzo di R6 ed R7 e preso dal partitore R8, R17 ed R18. L'amplificazione dello stadio in MF è di 120 volte.

Stadio rivelatore C.A.V.

Il diodo rivelatore funziona nel solito modo, quello per il C.A.V. funziona senza tensione ritardatrice, e la distorsione che ne seguirebbe è evitata con il collegamento della G3 della MF al circuito C.A.V. Infatti questa griglia assorbe corrente finchè è positiva, e solo quando la tens. C.A.V. ha raggiunto un determinato valore permette al controllo automatico di entrare in azione.

Stadio BF.

Per evitare ronzio dovuto al poco filtraggio della tens. anodica, questa valvola viene alimentata attraverso il filtro R27 C37.

In serie allo schermo e alla G1 della UBL1 finale sono poste delle resistenze di 82 Ω e 56000 Ω per evitare l'innesco di autooscillazioni parassite.

Controreazione.

Una parte della tensione BF ai capi della bobina mobile viene prelevata dal partitore R29, R30, R31, R32 e inviata attraverso R29 alla griglia della UF9. I condensatori in parallelo a R30 e R32 sono di valore tale da ridurre la controcorrente per le frequenze più alte e più basse, in modo di avere un responso molto lineare su tutta la gamma BF.

L'amplificazione di BF è di 120 volte.

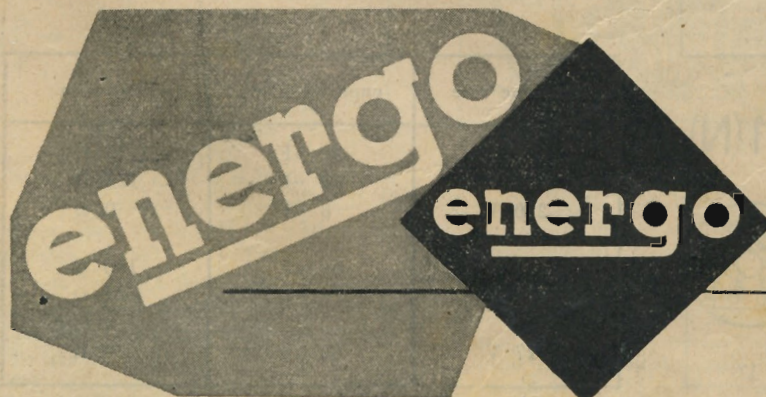
La lampadina della scala è da 6 V-0,1 A.

Sensibilità della MF (per 50 mW) 5 mW
» all'antenna » 10 μV.

Selettività:

per ± 4kHz rapporto di sensib. 1:10
per ± 7kHz rapporto di sensib. 1:100
per ± 12kHz rapporto di sensib. 1:1000

Curva di regolaz. del C.A.V.:

× Entrata normale			1 × Uscita normale		
5 ×	»	»	5 ×	»	»
10 ×	»	»	8 ×	»	»
100 ×	»	»	20 ×	»	»
1000 ×	»	»	22 ×	»	»
10000 ×	»	»	24 ×	»	»

★

LA PAGINA DEL RADIANTE

Sguardo indiscreto: cosa fanno I1WK e I1AB?

ANTENNE ORIZZONTALI

di G. A. Uglietti

6079/4

In vista della ripresa delle radiotrasmissioni dilettantistiche in Italia e in considerazione che per la sua praticità l'antenna orizzontale è quella generalmente preferita dai dilettanti, abbiamo pensato di fare cosa gradita ai numerosissimi lettori de « l'antenna », presentando qui di seguito una trattazione, che senza trascurare nessun lato del problema, permetta speditamente un calcolo soddisfacentemente preciso di un tale tipo di antenna per qualunque lunghezza d'onda desiderata e anche per l'impiego simultaneo su più bande di trasmissione.

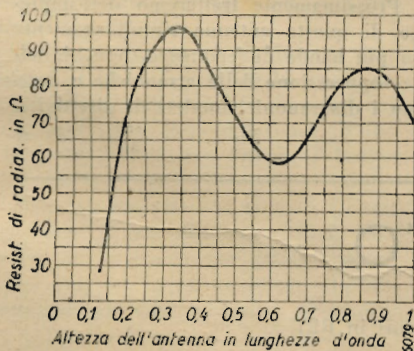



Fig. 1 - Variazione della resistenza di radiazione al variare dell'altezza dell'antenna dal suolo.

LUNGHEZZA D'ONDA E LUNGHEZZA DELL'ANTENNA.

La lunghezza d'onda è come noto:

$$[1] \qquad \lambda = \frac{300.000}{f}$$

dove: λ = lung. d'onda in m;
f = freq. in kc.

questa tuttavia è la lunghezza d'onda « elettrica » che è maggiore della lunghezza « fisica » del filo che costituisce l'antenna. Questo effetto è dovuto all'influenza delle estremità del filo costituente l'antenna ed al fatto che la velocità delle radiofrequenze lungo un conduttore non è così elevata come nello spazio libero. Questo effetto è relativamente costante tra 3000 e 30.000 kc così che una data antenna è più corta dell'onda elettrica di risonanza di una percentuale fissa del 5 %; quindi dovendo realizzare un'antenna orizzontale per 80 metri su mezza lunghezza d'onnon si adopererà un filo lungo 40 metri, ma uno più corto del 5 % ossia di 38 metri. Ecco quanto ora esposto riassunto in una formula che permetterà di calcolare la lunghezza di qualunque antenna:

$$[2] \qquad l = 0{,}475\ \lambda$$

dove: λ = lung. d'onda in m;
l = lung. del filo di antenna in m.

RESISTENZA DI RADIAZIONE E IMPEDENZA DI ANTENNA.

Il termine « resistenza di radiazione » è un termine fittizio usato per esprimere la potenza irradiata dall'antenna e corrisponde alla resistenza che dissiperebbe la stessa potenza irradiata dall'antenna.

Quando l'antenna è in risonanza (e questo è sempre necessario quando si vogliono ottenere ottimi risultati), l'impedenza al centro dell'antenna è una pura resistenza di radiazione. Una antenna orizzontale lavorante su mezza lunghezza d'onda (come avviene generalmente almeno per la fondamentale), lontana dalla terra e da altri oggetti riflettenti, ha una resistenza di radiazione al centro di 73,14 ohm. D'altra parte la potenza esistente sull'antenna è sempre la medesima, lungo il filo di antenna varia solo la tensione e la corrente che si ripartisce come è noto in nodi e ventri e quindi l'impedenza di una antenna in ogni suo punto è dato dal rapporto tra la tensione e la corrente nel punto considerato. L'impedenza dell'antenna orizzontale è come già visto di circa 73 ohm e questo è anche il punto di minima impedenza, essa aumenta verso le estremità dove è approssimativamente di 2400 ohm. In pratica però la resistenza di radiazione e quindi an-

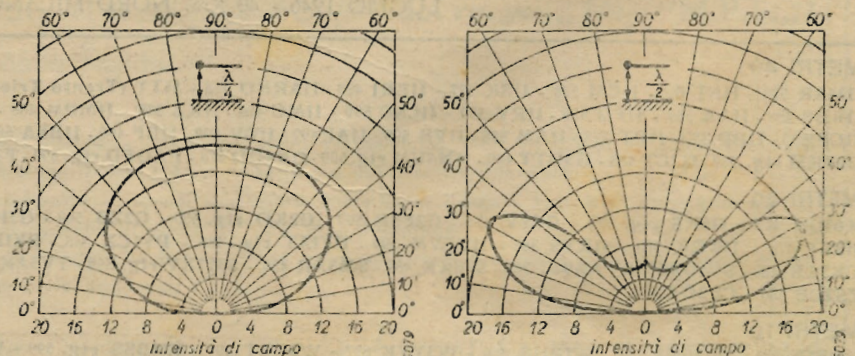



Fig. 2 e 3 - Caratteristica direzionale di due antenne orizzontali su ½ lunghezza d'onda, sopraelevate rispettivamente di ¼ e di ½ lunghezza d'onda.

che l'energia irradiata per una data corrente di antenna dipende dall'altezza dell'antenna sul suolo, poichè l'altezza dell'antenna determina l'angolo di fase tra l'onda irradiata direttamente in ogni direzione e l'onda che si combina con essa dopo essersi riflessa sul suolo.

In fig. 1 è riportato un grafico che permette di conoscere speditamente la resistenza di radiazione al centro di un'antenna orizzontale su mezza lunghezza d'onda secondo l'altezza dell'antenna dal suolo. Per rendere il grafico valido per tutte le lunghezze d'onda, l'altezza è stata espressa in funzione di frazioni della lunghezza d'onda su cui lavora l'antenna.

PROPRIETÀ DIRETTIVE.

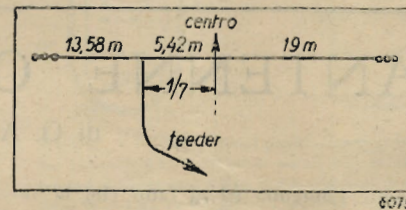
Variando l'altezza dell'antenna dal suolo variano oltre che la resistenza di radiazione anche le proprietà direttive dell'antenna, e quindi scegliendo opportunamente questa altezza si può variare l'effetto direttivo. E' da tenere presente però che il livello del suolo dal punto di vista elettrico può essere più alto o più basso dell'effettiva superfice del suolo, e questo può dipendere dalla natura del terreno (specialmente se vi è presenza di metalli come ad es. minerali oppure sotto la forma di condutture di acqua, ecc.). Dalle figg. 2 e 3 si vede l'andamento direttivo per due differenti altezze dell'antenna dal suolo.

Occorre tenere presente che un angolo di propagazione di 30° è il più consigliabile per l'impiego su grandi distanze, mentre per i 20 metri l'angolo ottimo è di 15° e per i 10 metri è di circa 10°.

ALIMENTAZIONE CON FILO UNICO.

La linea di alimentazione dell'antenna a filo unico (« feeder ») ha un'impedenza che è compresa tra 500 e 600 ohm e dipende soprattutto dal diametro del filo impiegato, il valore esatto di questa impedenza può essere ricavato dalla seguente tabella:

diametro del filo in mm	impedenza in ohm per varie frequenze				
	3,5 Mc	7 Mc	14 Mc	28 Mc	56 Mc
1,6	685	645	605	565	520
2,0	670	628	586	545	503
2,5	660	620	575	535	495
3,2	642	602	560	518	476
6,0 (condutt. tubolare)	618	564	522	480	440
12,0 » »	570	525	480	440	400

L'adattamento dell'impedenza della linea (che è circa 500 ÷ 600 ohm) a quella dell'antenna (circa 73 ohm) si ottiene collegando il « feeder » anzichè al centro ad un punto più discosto da questo, ossia dato che l'impedenza dell'antenna

aumenta verso gli estremi, a un punto che abbia circa l'impedenza di 500 ÷ 600 ohm desiderati e questo punto si trova a 1/7 della lunghezza totale dell'antenna a partire dal centro.

La fig. 4 mostra questo collegamento per un'antenna lunga 38 metri.

Per avere la massima resa dall'antenna non si dovranno avere onde stazionarie lungo il « feeder » e ciò si ottiene quando l'adattamento d'impedenza è perfetto. Per controllare ciò si può appendere tre piccole lampadine al neon lungo il « feeder » a una distanza di 1/12 della lunghezza d'onda a cui lavora l'antenna e quindi si può muovere avanti e indietro la presa del « feeder » fatta a 1/7 come spiegato sopra fino a che tutte e tre le lampadine siano ugualmente illuminate.

E' opportuno che la lunghezza del « feeder » anzichè scelta a caso, sia un multiplo di quarti di lunghezza d'onda o meglio ancora sia ricavata dalla seguente formula:

$$[3] \qquad l = \frac{71323,2}{f}$$

dove: l = lung. del « feeder » in m;
f = freq. di lavoro dell'antenna.

Con un « feder » così calcolato, l'impedenza al collegamento con la trasmittente è puramente resistiva e non vi sarà nessun effetto dissintonizzante sul circuito finale della trasmittente allorchè il « feeder » venga collegato o staccato da essa, effetto dovuto a qualche piccolo disadattamento dell'impedenza del « feeder » a quella dell'antenna. In ogni caso il « feeder » non dovrà ripiegarsi ad angolo retto scendendo dall'antenna che dopo una lunghezza pari a 1/6 della lunghezza d'onda di lavoro dell'antenna e non prima.

Prossimamente tratteremo dell'impiego di questa antenna simultaneamente su più bande di frequenza, nonchè della soppressione delle armoniche e daremo i diagrammi completi di direttività.

★

NOTE D'ASCOLTO

di P. S.

I numeri segnati a fianco di ciascun nominativo danno i valori in RST.

R (da 1 a 5) — compressibilità S (da 1 a 9) — intensità T (da 1 a 9) — purezza.

LUGLIO 1946 - 40 Km. NORD MILANO

METRI 40

I1MAR 588 - **I1NI** 478 - **I1CM** 588 - **I1SK** 377 - **I1ERI** 488 - **I1ARNO** 588 - **I1TT (Trento Trieste)** 488 - **I1TT (Tokio Tokio)** 478 - **I1BS** 368 - **I1RBS** 488 - **I1AA** 589 - **I1FU** 488 - **I1RV** 599 - **I1LSC** 599 - **I1MC** 488 - **I1KZ** 388 - **I1MPM** 488 - **I1MU** 599 - **I1MV** 499 - **I1CW** 599 - **I1RC** 488 - **I1CF** 599 - **I1PP** 599 - **I1PT** 578 - **I1AM** 588 - **I1VB** 599 - **I1AI** 499 - **I1GV** 599 - **I1BF** 499 - **I1BSA** 599 - **I1CE** 599 - **I1NI** 488 - **I1LPW** 489 - **I1GHR** 599 **G2FKM rtg.** 589 - **G2CT** 488 - **G3DTT** 489 - **ON4UM rtg.** 599 - **ON4DD** 378 - **PAOFD rtg.** 599 - **F3T** 489 - **F8XX** 489 - **LX1AY** 498 - **SM3GF rtg.** 389.

METRI 20

K6IQN 479 - **G6KS rtg.** 599 - **G5YV** 478 - **G2FSP** 599 - **G2KO rtg.** 599 - **G2ZB** 599 - **G3KK** 599 - **GW4CX** 489 - **I1KK** 478 - **I1TM** 389 - **I1SST** 478 - **I1KRK** 378 - **I1RTS** 368 - **I1WWM** 599 - **PY1AT rtg.** 488 - **PY1CX** 488 - **PY1FG** 488 - **PY4BR rtg.** 489 - **VK3CN rtg.** 388 - **CX3CB** 488 - **SU1USA** 599 - **EA9AI** 388 - **W8KK** 489 - **SM5AR** 488 - **SM7XV rtg.** 599 - **YV5AK** 489 - **YV5AR** 588 - **YV3ACE** 478 - **LU9TT** 377 - **ZS2CE** 488 - **CE3CT** 488.

METRI 10

W4FIY 499 - **WQ6MI** 488 - **W1PHS** 366 - **W3YYK** 577 - **W3GBT** 599 - **W4BSS rtg.** 599 - **W5BBE** 488 - **W9GRT** 599 - **W3FFX rtg.** 558 - **W8FTR** 488 - **W9WF** 599 - **XU1RV** 377 - **OQ5BQ** 256 - **ZS6DJ** 388 - **SU1CX** 499 - **YI2RT rtg.** 488 - **PY2TR rtg.** 388 - **PY2KT** 488 - **SM3KK** 266 - **G3GGB** 599 - **I1TTR** 488 - **F8GT** 488 - **W3DDU** 589.

UN MODULOMETRO

Poter conoscere la percentuale di modulazione del proprio Tx è stato sempre per i radianti un sogno, per i più irrealizzabile.

Il modulometro, che serve appunto a determinare il valore della percentuale di modulazione, può essere realizzato abbastanza semplicemente attenendosi allo schema di fig. 1.

Viene utilizzato un doppio diodo, del quale la prima sezione funge da rivelatrice, mentre la seconda sezione rettificando la bassa tensione per l'accensione del filamento fornisce la tensione necessaria per la compensazione della tensione di contatto del diodo.

La misura avviene nel modo seguente: si abbassa *I* in modo da cortocircuitare il circuito oscillante *L-C*, mediante la manovra di P_1 si porta a zero l'indice dello strumento. Si alza quindi *I* e agendo su *C* si sintonizza il circuito oscillante sulla portante del trasmettitore. Si agisce ora su P_2 e si porta in fondo scala l'indice dello strumento; si agisce ancora su P_1 e si porta a zero l'indice.

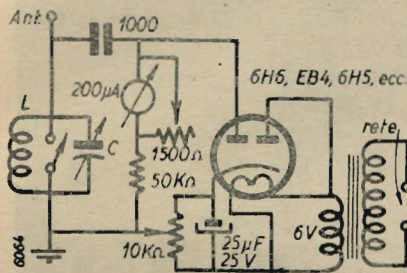
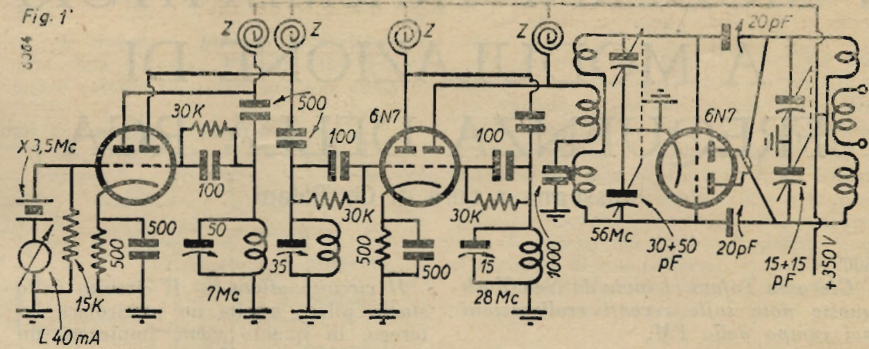



Fig. 1

P_1 è la resistenza variabile da 10 kΩ
P_2 è la resistenza variabile da 1500 Ω

A questo punto si modula la portante, al che l'indice dello strumento subirà una deviazione proporzionale alla profondità di modulazione; il fondo scala si avrà con una modulazione del 100 %.

Si tenga presente che la scala (si tratta infine di un volmetro a diodo 0-10 volt) non è lineare per cui sarà opportuno eseguire in primo luogo una taratura per tensione applicando una *CA* in luogo del circuito oscillante e dividendo quindi la scala in 100 parti proporzionali alla tensione.

* * *

5 METRI CON QUARZO

Ecco come usano gli americani, partendo da un quarzo di 3,5 Mc arrivare sui 56 Mc per successive duplicazioni. L'alimentazione anodica in parallelo delle prime due valvole consente di collegare a massa i rotori dei variabili di accordo. Lo stadio finale in controfase può essere seguito ancora da uno stadio di potenza, o addirittura essere collegato al dipolo.

* * *

ANTENNE AD ELEMENTO PARASSITA

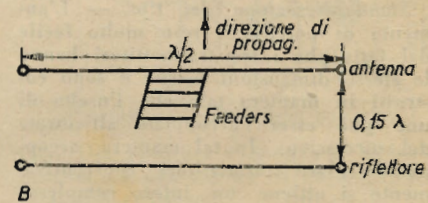
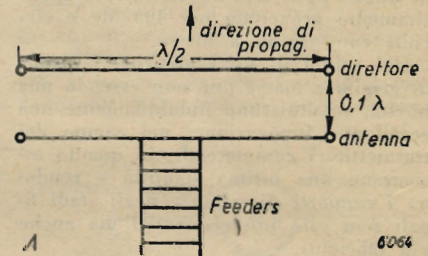
La concessione delle licenze per i 28 Mc rende di attualità l'argomento delle antene direttive o addirittura rotative.

Infatti su queste frequenze, data la brevità dei conduttori, diviene abbastanza semplice l'impianto di un sistema di antenne direttive usate in direzioni determinate.

Adottando il sistema dell'elemento parassita si possono avere particolarmente due soluzioni. Nella prima prospettata in *A*, s'impiega un elemento *direttore*, mentre nel secondo (*B*) si ricorre ad un elemento *riflettore*.

Nelle figure sono indicate tutte le misure per una pratica realizzazione. Questa disposizione permette un guadagno di circa 6 *db* nella direzione prescelta, il che equivale a dire che si viene a raddoppiare il campo in quella direzione, e quindi ad avere un aumento di un punto in scala *R* nel *QRK*.

In ricezione antenne del tipo descritto, si comportano egregiamente nel caso di interferenza perchè segnali pro-

venienti da direzioni opposte da quella di propagazione vengono attenuati; l'attenuazione massima si ha quando il segnale proviene da una direzione opposta a quella di propagazione (circa 6 *db*).

CORRISPONDENZE DALL'AMERICA

I MODERNI TRASMETTITORI A MODULAZIONE DI FREQUENZA DELLA RCA

rassegna a cura di G. Tofani

6069/4

Giacomo Tofani ci invia da New-York queste note sulle recenti realizzazioni nel campo della FM.

La ben nota fabbrica americana RCA ha messo in commercio tre nuovi tipi di trasmettitori a Modulazione di Frequenza. Essi appartengono alla serie BTF (Trasmettitori per radiodiffusione o modulazione di frequenza) e sono di progetto recentissimo.

Le loro principali caratteristiche sono: uno stadio pilota completamente di nuovo tipo, una nuova valvola appositamente progettata per 100 Mc e circuiti con griglia a massa.

Dal punto di vista elettrico i ciruiti di griglia a massa pur non essendo una novità, costituiscono indubbiamente una eccellente innovazione nel campo dei trasmettitori commerciali, in quanto assicurano una ottima stabilità e rendono i rapporti di potenza negli stadi finali non solo più economici ma anche più efficienti.

* * *

Standardizzazione dei tipi. — L'aumento di potenza è reso molto facile dal fatto che i tre trasmettitori hanno le stesse dimensioni fisiche e sono costruiti in maniera tale che l'uscita di uno può essere accoppiata all'entrata del successivo. In tal maniera accoppiando i tre trasmettitori consecutivamente si ottiene un intero complesso della potenza di 3 kW.

In generale non è economico collegare degli stadi d'amplificazione con rapporti di potenza di 3 a 1, in quanto le valvole e i circuiti che ne fanno parte sono progettati per rapporti di potenze di 10 a 1, ma questo non è valido nel caso degli stadi d'amplificazione che usano i circuiti con griglia a massa. Infatti con questi ultimi gli stadi pilota contribuiscono all'uscita totale d'antenna, ed è possibile usare delle valvole amplificatrici più piccole in maniera che il rapporto di 3 a 1 è in ultima analisi più economico e più pratico.

Le dimensioni fisiche di questi trasmettitori sono molto ridotte e si è tenuto presente il fatto che la Modulazione di Frequenza richiede l'istallazione dei trasmettitori in luoghi elevati, quali edifici a molti piani, torri metalliche, cime di montagne ecc. I trasmettitori completi misurano ciascuna unità 40 x 70 x 200 cm e l'unità più pesante pesa meno di 220 Kg. I trasformatori di maggiore peso e ingombro sono facilmente smontabili e vengono spediti separatamente.

Il circuito pilota. — Il circuito dello stadio pilota merita un particolare interesse in quanto viene impiegato un geniale sistema elettro-meccanico per garantire un massimo di stabilità nella frequenza dell'onda emessa.

E' noto che nella Modulazione di Frequenza non si può in generale usare uno stadio pilota controllato direttamente a cristallo in quanto è proprio la frequenza pilota che viene modulata e quindi variata in funzione della frequenza audibile.

Nel circuito dei trasmettitori RCA tuttavia si è riusciti ad accoppiare la modulazione di frequenza con un controllo indiretto a cristallo. In tal modo la stabilità della frequenza centrale è dello stesso ordine di grandezza di quella dell'oscillatore a cristallo.

Le caratteristiche principali di questo circuito sono:

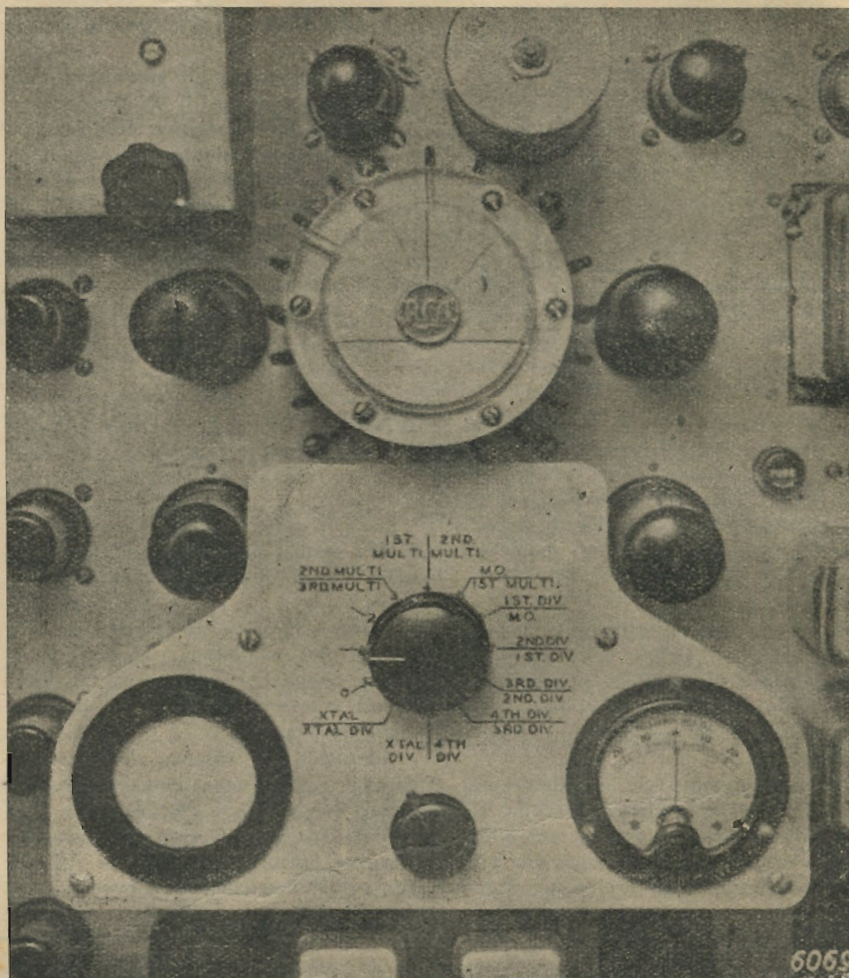
1) Semplicità nel sistema di modulazione a reattanza.

2) Stabilità di frequenza con controllo a cristallo.

3) Stabilità che è indipendente dai regolaggi del circuito.

4) Distorsione minore dell'1% nell'intera banda acustica da 30 a 15.000 cicli.

5) Stadi divisori di frequenza con rapporti relativamente alti; il numero delle valvole e dei circuiti è di conseguenza ridotto.

6) Solamente il cristallo è a temperatura costante.

Il tubo a raggi catodici permette il controllo visivo, dei vari stadi delle forme d'onda.

7) Accessibilità ad ogni componente del circuito.

8) Un ingegnoso sistema che permette il controllo visivo per mezzo di un tubo a raggi catodici dei vari stadi, delle varie forme d'onda, delle frequenze ecc.

Il circuito è mostrato in fig. 1. La frequenza centrale è generata da un oscillatore che funziona ad una frequenza relativamente media. Questo oscillatore è modulato da due valvole a reattanza in controfase. In tal maniera si ottiene direttamente la modulazione di

frequenza senza dover usare numerosi stadi moltiplicatori. La stabilità della frequenza centrale è ottenuta paragonando una sub-armonica del segnale modulato con una frequenza costante ottenuta da un oscillatore a cristallo a temperatura costante.

Qualsiasi differenza in più o in meno fra queste due frequenze aziona un mo-

Fig. 1

6069

tore a due fasi che è collegto meccanicamente ad un condensatore variabile di compensazione, che è connesso al circuito sintonizzato dell'oscillatore modulato. Il motore gira fino a che il condensatore variabile raggiunge una posizione in cui le due frequenze sono perfettamente sincronizzate.

In tal maniera è possibile mantenere la frequenza centrale del trasmettitore modulato in frequenza con la stessa stabilità di un oscillatore a cristallo a temperatura costante.

Questo controllo automatico di frequenza è completamente indipendente dal circuito di modulazione.

La frequenza di uscita del pilota cade tra 44 e 54 Mc. per cui con una sola moltiplicazione di frequenza è possibile operare con frequenza da 88 a 108 Mc.

* * *

I circuiti con griglia a massa. — L'uso di tali circuiti non è nuovo ma l'applicazione che se ne fa in questi trasmettitori è particolarmente interessante. I principali vantaggi che se ne ottengono sono:

1) maggiore semplicità nei circuiti;

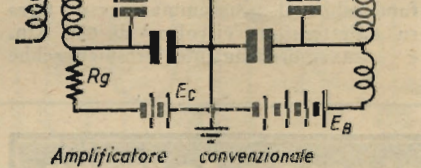
2) semplicissima neutralizzazione; per le piccole potenze questa non è necessaria;

3) grande stabilità anche sui 100 Mc;

4) maggiore potenza d'uscita per una data valvola. E' possibile quindi usare valvole relativamente più piccole;

5) uso dello stesso tipo di valvola nello stadio pilota e nell'amplificatore.

Il circuito è mostrato in fig. 2. La griglia della valvola amplificatrice è a potenziale RF zero. Si richiede la solita polarizzazione negativa, che viene applicata nella solita maniera. Siccome

Fig. 2a

Amplificatore convenzionale

la griglia è a potenziale RF nullo essa funziona contemporaneamente da griglia pilota e da griglia schermo tra i circuiti di filamento e placca. E' evidente quindi che non si richieda neutralizzazione. Questi amplificatori richiedono una maggior potenza di pilotaggio, ma questo non rappresenta una perdita di potenza in quanto la maggiore potenza impiegata appare nel circuito di placca dello stadio finale.

* * *

La valvola per 100 *Mc.* — Nei tre nuovi trasmettitori viene usata una nuova valvola RCA che si aggiunge alla lunga lista delle ben note valvole di trasmissione RCA. La sua sigla è 7C24, ed è simile alla 827R. Essa è un triodo di potenza raffreddato ad aria e la griglia è costituita da un disco metallico che fuoriesce dal bulbo di vetro. Con l'aggiunta di uno schermo esterno i due circuiti di filamento e di placca risultano ottimamente isolati.

* * *

La costruzione (fig. 3) è realizzata su pannelli verticali. Anche questo particolare costituisce un notevole vantaggio rispetto alla costruzione su pannelli orizzontali, in quanto la circolazione di aria per il raffreddamento è molto facilitata ed è possibile altresì controllare molto rapidamente l'intero apparecchio essendone i componenti disposti razionalmente con continuità dal basso in alto. I comandi dei vari stadi sono condensati in zone orizzontali sui pannelli frontali ed il controllo dei vari apparati viene eseguito con piccole manovelle che si inseriscono negli appositi

Fig. 2b 6069

eccitazione catodica — griglia a massa — Rg — Ec — EB

Amplificatore con griglia a massa

fori. Dei semplici contatori a finestra permettono una rapida ed efficace vista di tutti i circuiti.

Il trasmettitore BTF-250A ha una potenza d'uscita da 50 a 250 W. Esso consiste di uno stadio pilota seguito da due stadi amplificatori da AF. La frequenza dello stadio pilota è compresa tra 44 a 54 Mc. Questa frequenza è duplicata dallo stadio successivo che usa una valvola 4-125A. Lo stadio finale usa due 4-125A in parallelo. L'alimentazione è composta di due unità rettificatrici. Una, a bassa tensione, utilizza una valvola 5U4 e l'altra ad alta tensione due 866A/866.

Il trasmettitore BTF-1C fornisce potenze da 250 W a 1 kW.

Oltre ai circuiti del precedente esso include uno stadio finale con una 7C24. L'alimentazione è effettuata con quattro 8008.

Il trasmettitore BTF-3B è capace di potenze fino a 3 kW.

Quest'ultimo tipo è stato particolarmente studiato in quanto si prevede che sarà usato da molte stazioni metropolitane.

Le caratteristiche elettriche non differiscono da quelle dei precedenti salvo che è aggiunto un altro stadio con un'altra 7C24.

CARATTERISTICHE DELLA VALVOLA 4-125 A - TETRODO DI POTENZA

Fil. 5 V 6,2 A - Fatt. d'ampl. di gr. schermo 6,2 - Cap. interelettr. G-P 0,05 pF
Pendenza 2450 μmho — Entrata 10.8 pF Uscita 3,1 pF

Tipiche condizioni di funzionam. Classe C - Modul. di Freq. o Telegrafia

Tensione di placca	2000	2500	3000	V
Corrente di placca	200	200	167	mA
Dissipazione di placca	125	125	125	W
Tensione di griglia schermo	350	350	350	V
Corrente di griglia schermo	50	40	30	mA
Dissipazione di griglia schermo	1 8	14	10.5	W
Tensione di griglia	—100	—150	—150	V
Corrente di griglia	12	12	9	mA
Tens. CA di punta di griglia	230	320	280	V
Potenza di pilotaggio	2 8	3.3	2 5	W
Dissipazione di griglia	1.6	2	1.2	W
Potenza di placca d'entrata	400	500	500	W
Potenza di placca d'uscita	265	375	375	W

RADIO E TELEVISIONE STRATOSFERICA

di Edoardo Guzzi

Un nuovo progetto che certamente rivoluzionerà tutta la tecnica delle radiotrasmissioni a modulazione di frequenza e televisive è stato recentemente annunciato negli Stati Uniti dalla Westinghouse Electric Corp. e dalle industrie aeronautiche Glenn Martin Co.

Per mezzo di una catena di aerei del tipo B-29 (superfortezze volanti) incrocianti su determinate aree, sarà possibile stabilire una rete radiotelevisiva che permetterà la diffusione simultanea di cinque radioprogrammi a modulazione di frequenza e quattro programmi televisivi.

Gli aerei incroceranno nella stratosfera ad un'altezza media di circa 10.000 metri ed è stato calcolato che con soli 14 aerei sarà possibile stabilire una rete nazionale che coprirà il 78% della popolazione degli Stati Uniti permettendo così alla televisione e alle trasmissioni a modulazione di frequenza di raggiungere e zone rurali più lontane.

Con questo sistema stratosferico sarà possibile ridurre enormemente i costi astronomici previsti attualmente per stabilire una rete di identiche proporzioni.

E' noto che la caratteristica fondamentale dei segnali a frequenza modulata e televisivi è quella di propagarsi orizzontalmente mentre i normali radiosegnali ad ampiezza modulata si propagano seguendo la curvatura della terra. Per superare queste difficoltà la più recente tecnica non ha realizzato sensibili progressi e gli unici mezzi pratici per superare le difficoltà sono le stazoni-relay ed i collegamenti a mezzo di cavi co-assiali.

I segnali trasmessi da aerei incrocianti a 10.000 metri di altezza potrebbero, secondo il progetto, raggiungere una distanza di circa 340 Km. in ogni direzione coprendo così un'area circolare del diametro di 680 Km.

Il vantaggio è evidente tenendo presente che un trasmettitore a M. F. posto sul più alto grattacielo di New York — l'Empire State Building — potrebbe emettere segnali udibili in un raggio massimo di 80 Km.

Nel funzionamento pratico, il programma da uno studio verrebbe trasmesso direttamente verso l'aereo incrocanto superiormente a mezzo di onde a fascio; l'aereo a sua volta diffonderebbe il programma verso terra su un'estensione circolare di 680 Km. e contemporaneamente trasmetterebbe in realy il programma all'ereo successivo della catena.

Un ulteriore vantaggio pratico del sistema progettato è quello di potere ridurre notevolmente le potenze impiegate in quanto la potenza richiesta per ottenere un dato segnale in modo soddisfacente, decresce a parità di distanza, e con l'aumentare dell'altezza da terra del trasmettitore.

Sperimentalmente è stato accertato che un trasmettitore della potenza di 1 kW posto a 10.000 metri di altezza darebbe, a parità di distanza un segnale uguale a quello di un trasmettitore posto su il terreno della potenza di 50 kW.

La cartina riporta la distribuzione prevista nel progetto per la costituzione della rete nazionale Americana.

Rassegna della stampa tecnica

Il Radar SCR-784 montato su carriaggio a prova d'acqua. Peso cinque tonnellate e mezzo circa.

ELECTRONICS 2-1946

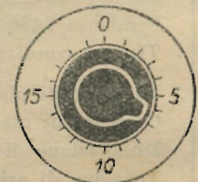
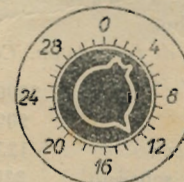
Il numero di febbraio di ELECTRONICS ci offre lo spunto per un rapido esame di quanto si è recentemente fatto, nel campo radio, negli S. U. A. Vi sono novità interessantissime e ne passeremo qualcuna di queste in rassegna. Si nota come la radio, intesa come tecnica elettronica, venga sempre più applicata all'industria, alla medicina, nonchè come sia stata fattore predominante in moltissime applicazione belliche.

* * *

Il *radar* è oramai troppo noto perchè qualcuno ne possa sconoscere i principi di funzionamento, tuttavia non possiamo tralasciare di parlarne in questa nostra breve rassegna.

Si esamina il radar SCR-784, (fig. 1).

La misura della distanza vene eseguita con una precisione di ∓ 23 metri. Come è noto il radar è basato sulla misura dell'intervallo di tempo intercorrente fra la trasmissione e la ricezione di un impulso. La sorgente fondamentale del tempo è un cristallo che lavora su 81,95 Kc e un ciclo completo corrisponde ad un intervallo di eco di 1860 metri (2000 yards). Un demoltiplicatore di frequenza converte gli 81,95 Kc a 1707 cicli che corrispondono alla misura di 29.300 metri (32.000 yards).

I due impulsi (81,95 Kc e 1707 cicli) fanno capo rispettivamente a due tubi a raggi catodici. Mentre uno dei due tubi permette una misura approssimata della distanza, l'altro funziona da verniero e dettaglia da 0 a 1860 metri la distanza misurata.

La curva descritta sullo schermo è di forma circolare, essendo ottenuta dall'applicazione alle placche orizzontali e verticali di due tensioni sinusoidali sfa-

"*Proximity Fuzes*,, - *Si noti il segmento plastico che isola la parte conica anteriore, che costituisce l'antenna.*

sate fra loro di 90°; la figura di Lissajous che ne risulta è, com'è noto un cerchio.

Gli impulsi in arrivo impongono alla traccia circolare una deviazione radiale, come visibile in figura 2.

tipi sin qui conosciuti (a tempo e a percussione) per il fatto che racchiudono nel loro corpo un trasmettitore ed un ricevitore di dimensioni estremamente ridotte.

Il trasmettitore manda nella direzione della traiettoria un'onda la quale, se incontra un ostacolo viene repentinamente riflessa e ricevuta dal ricevitore. Tramite una valvola relay viene innescato un detonatore.

Inutile dire che le dimensioni dei vari componenti sono state quanto mai ridotte, inutile dire a quali sollecitazioni devono poter resistere i vari organi, particolarmente le valvole che devono risultare assolutamente antimicrofoniche.

I *Proximity Fuzes* sono stati costruiti in numero stragrande nel corso della presente guerra e sono di due specie.

Una prima specie per proiettili a basse velocità iniziali (obici, mortai) in cui è contenuto un generatore di corrente che provvede all'alimentazione delle valvole.

Il secondo tipo, particolarmente studiato per proiettili ad alta velocità iniziale (per es. artiglierie contraeree) invece del generatore impiega una batteria di pile. E' questo secondo tipo che viene descritto nell'articolo citato. Il circuito di principio del transricevitore usato è quello di fig. 4 dove si vede come un'unica valvola compia contemporaneamente le funzione di oscillatrice e di rivelatrice.

Seguono due stadi di amplificazione ed un tyratron (triodo a gas) che viene

Fig. 4

Segue una descrizione accurata del come vengano ottenuti gli impulsi, che per brevità dobbiamo omettere.

Il *radar* naturalmente permette anche la determinazione della posizione angolare di un ostacolo. A ciò provvede il P. P. I. (Plan Position Indicator) che fa capo ad un tubo catodico a forte persistenza, il P7 al fosforo.

Il fascio irradiato compie l'esplorazione azimutale in 10 secondi e causa la persistenza dell'immagine sul tubo. tutti gli ostacoli sono simultaneamente visibili all'operatore.

Il tubo impiegato ha due strati fosforescenti e tanto la messa a fuoco quanto la deflessione sono ottenuti magneticamente.

* * *

Altra novità assai interessante che costituisce una nuova ed impensata applicazione dell'alta frequenza è il *Proximity Fuze per l'artiglieria*, che viene descritto da Harner Selvigde.

Sono queste delle particolari spolette per l'artiglieria che si differenziano dai

polarizzato con una forte tensione negativa.

E' quest'ultimo che produce la detonazione quando, causa il segnale di ritorno, la polarizzazione negativa viene turbata.

Beninteso che un detonatore ausiliario entra in funzione quando quello elettrico non fosse entrato in funzione.

La batteria viene attivata al momento del lancio. Essa sviluppa 90 volt per l'alimentazione anodica, 7,5 volt per la polarizzazione del tyratron e circa 1,3 volt per l'accensione dei filamenti.

Particolari difficoltà si sono incontrate nella realizzazione di questi elementi che dovevano soddisfare a tante condizioni di temperatura, di clima, di robustezza, ecc.

Il liquido elettrolita contenuto in una ampolla di vetro viene in contatto con gli elementi solo al momento del lancio.

La brevissima vita cui sono destinate le valvole ha permesso di ottenere delle caratteristiche spettacolari nei confronti dei tipi di normali dimensioni.

Foto 5 - Ecco le valvole usate nei "Proximity Fuzes,,: le "Subminiatures,, Di queste ne furono realizzate circa 130 milioni di esemplari.

Nel corso della produzione (sono state manifatturate 130 milioni di valvole) le valvole stesse sono state assoggettate a severissimi controlli.

Particolarmente interessanti sono i dati d'ingombro; un apparecchio a 4 valvole, come indicato in fig. 4, occupa un volume di circa 36 centimetri cubi. La lunghezza della spoletta varia da 20,3 a 30,6 centimetri (fig. 3 A e B).

* * *

Una terza novità, questa volta non applicata al campo bellico è il nuovo diodo a cristallo di germanio, realizzato

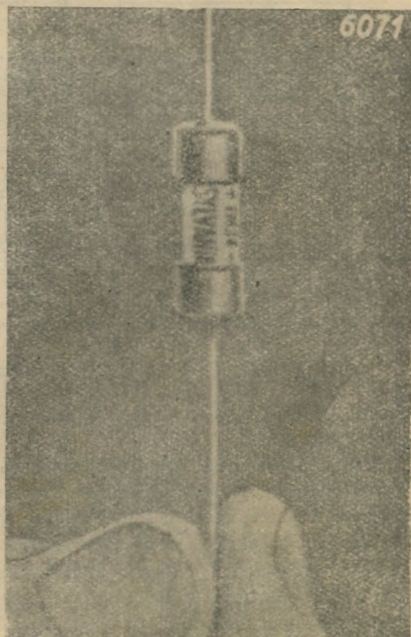



Foto 6 - Il diodo ad ossido di germanio 1N34 della Sylvana. Lavora fino a frequenze di 100 Mc.

industrialmente dalla nota casa Sylvania e descritto da E .C. Cornelius.

La figura 6 mostra le dimensioni estremamente ridotte, paragonabili a quelle di una comune resistenza da 1/4 di watt.

Il catodo è rappresentato dal germanio, mentre all'anodo corrisponde una spirale di tungsteno. Lo spessore della spirale di tungsteno è di 75 micron, mentre la sua lunghezza è di 0,25 cm.

Il germanio che è usato nel diodo 1N34 fu scoperto nel 1886 da Winkler; si trova allo stato libero o sotto forma di biossido (GeO_2). Ridotto con idrogeno si ottiene il metallo puro sotto forma amorfa. Mediante un opportuno trattamento si ottiene quindi il germanio cristallino. Pulito otticamente su una faccia viene ridotto a pastiglie di 0,6 mm di spessore e 3 mm di larghezza.

Queste dimensioni sono talmente esigue da permettere il funzionamento del diodo descritto per frequenze *fino a* 100 *megacicli* (Capacità anodo-catodo=3pF). Decisamente la 1N34 si presenta nei confronti dei diodi (es. 6H6) con notevoli vantaggi, quali il minore ingombro, l'assenza di tensioni di accensione, risparmio di materiale, facile applicabilità: tutti fattori che la rendono particolarmente indicata per le apparecchiature portatili.

TINY TIM

QST **5 - 146**

QST, maggio 1946, descrive un Handie-Talkie di minime dimensioni. Le valvole usate sono due 957, ghiande ad accensione diretta. La frequenza di lavoro è di 144 Mc (circa 2 metri) e permette sia la ricezione che la trasmissione.

Precisamente una valvola compie alternativamente le funzioni di rivelatrice e di oscillatrice, mentre l'altra quelle di amplificatrice di BF e di modulatrice.

La batteria di AT e quella di BT sono contenute entrambe nella cassetta e forniscono rispettivamente 45 Volt e 1,5 Volt. La corrente assorbita è di 3 mA per l'AT e di 100 mA per la BT.

Il microfono è un usuale microfono a semplice bottone a carbone e la cuffia monoauricolare ha un'impedenza di 2000 ohm.

Altro particolare interessante è che la corsa del variabile d'accordo è limitata da due fermi in modo che non si possa sconfinare dalla banda dei 144-148 Mc (nuova banda dilettantistica).

Il circuito è completo di tutti i dati costruttivi.

★

RICETRASMETTITORE PER LA GAMMA DEI 420 MC

RADIO CRAFT **7-1946**

Viene descritto un efficente ricetrasmettitore che copre la gamma dei 415-500 Mc, e che permette di eseguire agevolmente collegamenti locali nonchè una numerosa serie di esperienze sulla propagazione di queste frequenze, la polarizzazione delle antenne e l'uso dei riflettori e direttori.

Con due simili complessi si sono eseguiti ottimi collegamenti senza richiedere, entro un raggio di 2 km, l'uso delle antenne; tramezze e pareti di mattoni di piccolo spessore non risultarono minimamente influenzare la propagazione di queste onde.

Il complesso è racchiuso entro una cassettina di 100 × 1000 mm. L'alimentazione, il microfono e la cuffia sono esterni; questi ultimi due inseribili per mezzo di appositi jack.

Le valvole usate sono due triodi ghianda 955, montati secondo i soliti schemi dei ricetra. Il circuito oscillante è del tipo ad alto *Q*, realizzato con due tubi di rame argentato dello spessore di 6,3 mm. Un lato di questa linea è direttamente ancorato ai due terminali di griglia e placca della 955 oscillatrice, mentre dalla parte (a basso potenziale AT) si trova disposto un condensatore variabile di piccola capacità che rende rapida l'operazione di sintonia.

I circuiti di placca, griglia e catodo sono accuratamente isolati dal rimanente circuito per mezzo di impedenze di arresto ad AF; il cui numero di spire ottimo per queste *Iaf* deve essere determinato sperimentalmente.

Tutto il complesso oscillante è montato su una lastra di polystirene, così pure come di polystirene, onde ridurre al minimo l'effetto capacitativo durante la manovra di sintonia a mano, è il giunto che collega la manopola frontale con l'albero del condensatore variabile.

La potenza di uscita cresce col diminuire della frequenza e coll'aumentare della tensione anodica. Un'indicazione di elevata potenza uscita è quella di una corrente di griglia I_g alta e di una corrente anodica I_p bassa (come da allegata tabellina).

Risulta pertanto conveniente lavorare, onde avere la massima potenza di uscita, nella parte più bassa della gamma (420-430 Mc). L'antenna è del tipo a $\lambda/4$ ed è formata da un tubo di alluminio dello spessore di 6,5 mm e della lunghezza di 125 mm; nella parte interna trova alloggiamento un tubo scorrevole del diametro di 4,8 mm che permette di portare la lunghezza massima dell'aereo a 250 mm.

Lavorando su una frequenza di 425 Mc l'aereo dovrebbe avere una lunghezza di circa 160 mm, ma per ogni frequenza i migliori risultati si ottengono sperimentalmente. Per comunicazioni a grandi distanze è conveniente l'uso di un altro elemento a $\lambda/2$ dall'altro lato della spira di accoppiamento. L'uso di riflettori e direttori è naturalmente consigliabile, ma toglie al complesso la caratteristica del minimo ingombro. L'uscita della 955 è sufficiente a pilotare in

pieno un altoparlantino magnetodinamicod a 5 cm di diametro nonchè sovrapilotare due auricolari di cuffia.

Il jack del microfono è del tipo a corto circuito cioè, che quando non è inserito (il che avviene quando il complesso viene usato unicamente in ricezione) cortocircuita i due terminali dell'avvolgimento microfonico di T_1 onde evitare che del ronzio (hum) venga captato da questo avvolgimento ed immesso in griglia e successivamente amplificato. Questa operazione può essere effettuata automaticamente con i microfoni provvisti del bottone « premere per parlare ». Il trasformatore T_1 utilizzato era uno Stancot del tipo primario 200 Ω (microfonico)+10.000 Ω (placca) e secondario ad alta impedenza 100.000 Ω (griglia).

Lavorando in altoparlante non è risultato necessario aprire il secondario onde evitare effetti di reazione col microfono; è bene però che la distanza che separa il trasformatore dell'altoparlante e le cuffie (che esplicano la funzione di impedenza di modulazione) e la capsula microfonica non sia inferiore ai 30÷50 centimetri.

Come alimentazione si è fatto uso di una sorgente capace di erogare un massimo di 225 V e 13 mA.

Le operazioni di taratura sono state effettuate con l'ausilio dei fili di Lecher, prendendo tutti gli accorgimenti inerenti a misure su frequenze così elevate.

Vp	FREQUENZE BASSE Ip	FREQUENZE BASSE Ig	FREQUENZE ALTE Ip	FREQUENZE ALTE Ig
100 V	0,25 mA	490 μA	2,5 mA	110 μA
200 V	1,5 mA	850 μA	4,0 mA	250 μA

infatti evidente che a valle della resistenza e dell'impedenza di bassa frequenza dovrà collegarsi un condensatore di capacità compresa fra 0,1 e 0,5 μF., avente l'altro estremo a massa.

Precisiamo inoltre:

1) La sensibilità della super in esame non è elevata. La tecnica moderna consente di raggiungere dei risultati notevolmente superiori.

Il ricevitore a superreazione ha per contro una sensibilità elevata. Gli inconvenienti che s'incontrano con quest'ultimo sistema sono da ricercare nella selettività che è assai scarsa e nella distorsione di forma in quanto la caratteristica di rivelazione è ad andamento logaritmico. Questi inconvenienti non si verificano nelle realizzazioni moderne ottenute in base ad altri concetti.

2) Tubi espressamente costruiti per frequenze ultraelevate sostituiscono vantaggiosamente i tubi usati nelle realizzazioni suddette.

Risultati senz'altro superiori possono essere ottenuti, come si è detto, ricorrendo ad altri schemi. I sistemi che possono essere seguiti con successo si riferiscono:

a) a uno stadio variatore di frequenza con due tubi 6L7, EK3 o simili in collegamento simmetrico, alimentati da un generatore separato comprendente due tubi in opposizione di fase (fig.16):

b) all'uso di un bidiodo-triodo, in cui la conversione di frequenza è affidata a due diodi collegati in controfase, mentre il triodo fornisce la tensione locale (fig. 17).

Con il circuito della fig. 16 si evita ogni fenomeno di accoppiamento fra il circuito selettore e quello del generatore locale. Per frequenze estremamente elevate e cioè superiori a quelle di funzionamento dei tubi a ghianda è particolarmente consigliabile il circuito della fig. 17 trattato da M. J. O. Strutt e A. Van Der Ziel in *Rev. techn. Philips*, ottobre 1941, VI, 10.

Lo schema di principio di questo convertitore di frequenza è riportato nella fig. 18. Praticamente per frequenze dell'ordine di 60 MHz può anche servire un tubo EBC3, affidando la conversione di frequenza a un'armonica della frequenza di funzionamento del generatore locale (generalmente non oltre la quarta armonica).

Particolare menzione merita anche lo stadio preselettore. Notevolissimi sono i risultati che si ottengono col tubo Phi-

CONSULENZA

Questa rubrica è a disposizione di tutti i lettori, purchè le loro domande, brevi e precise, riguardino problemi di interesse generale o apparecchi da noi descritti. Agli abbonati si risponde gratuitamente su questa rubrica, coloro che non lo sono dovranno accompagnare ogni richiesta da 50 lire.
Per consulenze di carattere particolare, traduzioni, ecc. prezzo da convenirsi volta per volta.

G Ter. 6636 - Sig. D. Coggiola

Biella

Desidera costruire un ricevitore per 56 e per 112 MHz, riferendosi alla super di F. De Leo (« l'antenna », *n.* 18, 1940, *pag.* 307) *e al ricevitore a superreazione di G. Termini* (« l'antenna », *n.* 19-20, 1942, *pag.* 303). *Osserva in proposito:*

a) un errore nello schema del ricevitore supereterodina riguardante il circuito di griglia del tubo 6J7;

b) un errore nello schema del rivelatore a superreazione.

Chiede inoltre:

1) la sensibilità ottenibile con la super e con il circuito a superreazione e di venire precisato il rendimento di tali circuiti;

2) di poter sostituire i tubi usati nei circuiti suddetti con altri particolarmente adatti per funzionare alle iperfrequenze.

Il circuito di griglia del tubo 6J7 usato nella super di F. De Leo è esatto. Il condensatore di accoppiamento, C1, allo stadio precedente può essere collegato effettivamente a una presa intermedia dell'induttanza di accordo. Si diminuisce in tal modo l'effetto di smorzamento introdotto sul circuito oscillatorio dal circuito di carico dello stadio precedente. Con ciò il collegamento effettuato nello schema originale non può essere considerato errato. Più semplicemente esso non tiene conto di tale effetto, in quanto quest'ultimo è praticamente vincolato al valore del condensatore di accoppiamento, C1.

Per quanto riguarda invece il ricevitore a superreazione di Termini vi è effettivamente un errore di disegno. E'

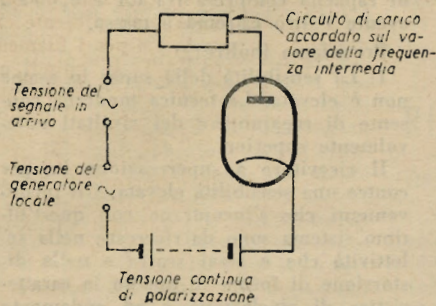
Fig. 16 - La conversione di frequenza nella tecnica delle onde metriche (Cons. 6636).

Fig. 17 - Circuito di conversione per freq. ultraelevate. I cond. C e C1 devono presentare elevata impedenza alla MF e bassa impedenza al segnale in arrivo. R ed R1 servono alla polarizzazione dei diodi (C. 6636).

Circuito oscillatorio accordato sul valore della frequenza di conversione (freq. intermedia)

circuito oscillatorio del generatore locale

lips EFF50, costituito, come è noto, da due pentodi collegati in controfase in modo da ridurre gli effetti induttivi e ca-

pacitivi dei conduttori di alimentazione dei diversi elettrodi. Con questo tubo si è ottenuta una conduttanza mutua di 11 mA/V, corrispondente a una corrente anodica di 10 mA. L'amplificazione

circuito per il controllo automatico di frequenza e su quello per l'espansione di volume.

1. *Controllo automatico di frequenza.* - Lo schema elettrico di un circuito del genere è riportato nella fig. 20. Occorrono tre tubi, cioè due pentodi e un bidiodo. Si possono adoperare i tipi

Fig. 182,18b - (cons. 6636)
Fig. 19 - (cous. 6636)
L = 4 sp. rame argent. 12/10 diametro bobina: 10 mm
L_1 = 7 sp. rame argent. 12/10 diametro e lung. bobina: 12 mm (per 56 MHz)
L_1 = 3 sp. idem (per 112 MHz)

due tensioni introdotte nel secondario per effetto dell'accoppiamento induttivo e di quello capacitivo. Si hanno quindi due diverse tensioni sugli anodi del bidiodo e quindi una tensione risultante fra *A* e *B*. La polarità di questa tensione dipende dal senso della variazione di frequenza intervenuta. Più precisamente quando si ha una deriva $+\Delta f$, la tensione in *A* è negativa rispetto a *B*, mentre a $-\Delta f$ la tensione risultante è positiva.

Questa tensione che è proporzionale al senso e all'ampiezza della variazione di frequenza del generatore, rappresenta la tensione di polarizzazione del tubo *T1*, il cui circuito di uscita (anodo) è collegato in parallelo al circuito oscillatorio del generatore stesso. Con la disposizione e il valore dei diversi elementi di questo stadio, il tubo *T1* si comporta come una reattanza induttiva variabile, in quanto essa è vincolata al valore della trasconduttanza mutua che dipende, come è noto, dal valore della tensione di polarizzazione. Si ottiene così di an-

Figt 20 - (Cons. 6637) Circuito per il controllo automatico di frequenza.

di tensione può essere di 17 volte, per frequenze di 300 MHz, e si riduce a ∾ 7,5 per 500 MHz. (λ = 60 cm.).

Nell'attuazione pratica di ricevitori nel campo delle onde metriche non è poi da dimenticare il sistema a duplice conversione di frequenza.

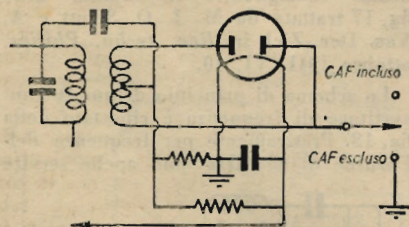



Fig. 21 - (Cons. 6637)

Nella fig. 19. si riportano alcuni dati pratici in merito alla realizzazione di un circuito di accordo per 56 e 112 MHz.

G Ter. 6637 - Sig. R. Sacco

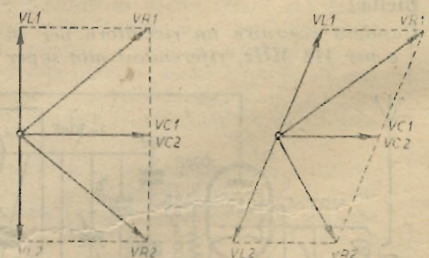
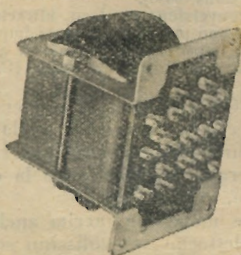
Alessandria.

Domanda schema e schiarimenti su un

EF6 ed EB4 oppure 6J7 (6R) e 6H6. Si osserva agevolmente che la frequenza di funzionamento del generatore locale è comandata dalle variazioni di reattanza (induttiva) del tubo T1, in quanto detto tubo risulta in parallelo al circuito oscillatorio del generatore stesso. Lo stadio successivo (tubo T2) costituisce un amplificatore di tensione ed è seguito da un discriminatore (tubo T3). Con questa disposizione si ottiene di comandare la conduttanza mutua del tubo T1 a mezzo di una tensione proporzionale alla deriva di frequenza del generatore, in modo da ottenere corrispondenti variazioni di reattanza del tubo stesso, tali cioè da annullare la variazione di frequenza del generatore. Infatti, quando tale deriva non si presenta, la tensione prelevata dal primario del trasformatore, *t*, (tramite il condensatore *C* da 100 pF.), è in fase con le tensioni applicate agli anodi del bidiodo. Ai capi delle resistenze di carico *R1* ed *R2* si hanno quindi due tensioni uguali e contrarie che si elidono. Quando invece interviene una variazione nella frequenza di funzionamento del generatore si ha anche un mutamento nelle relazioni di fase tra le

Rappresentazione vettoriale delle tensioni applicate sugli anodi del bidiodo (T3) del circuito per il controllo automatico di frequenza.

a) Quando la deriva di freq. è nulla.

b) Quando si verifica una variaz. di freq. del generatore.

V L = Componente induttivo
V C = Componente capacitativo
V R = Tensione risultante
1 indice = Anodo 1 tubi T 3
2 indice = Anodo 2 tubi T 3

nullare la variazione di frequenza del generatore locale.

La realizzazione pratica di un circuito per il controllo automatico di frequenza non presenta particolari difficoltà. Si può anche far uso di un interruttore con cui escludere o includere tale circuito (fig. 21). Riguardo al funzionamento di esso si può verificare sperimentalmente la tensione di controllo del tubo *T1*. Modificando la frequenza di accordo del ricevitore si osserva che l'onda di trasmissione di una stazione sostituisce immediatamente quella su cui il ricevitore risultava precedentemente accordato. Fenomeno questo che non ha carattere di reversibilità, in quanto è presente anche un effetto di trascinamento. Le operazioni di messa a punto consistono appunto nella verifica sperimentale. Il funzionamento dell'intero circuito è vincolato al senso di collegamento del secondario del trasformatore che precede il discriminatore (tubo *T3*). Ove tale funzionamento risultasse palesemente inefficiente, occorre provvedere a invertire questo collegamento.

Fig. 22 - (Cons. 6637) Espansore di volume. I tubi T1 e T2 possono essere sostituiti con i tubi ECH4 e 1R.

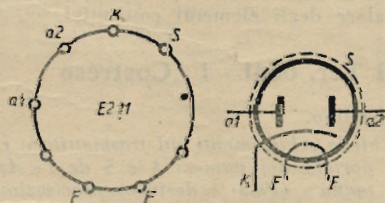
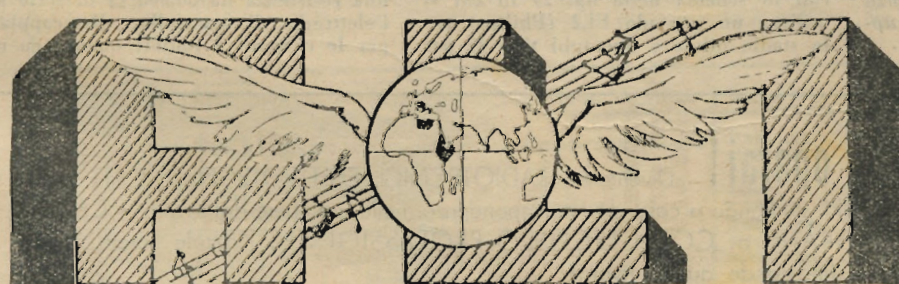
2. *Espansione di volume.* - La fig. 22 riporta lo schema di un circuito del genere. Si hanno ancora tre tubi, cioè due triodi (6C5) e un pentagriglia (6L7). E' importante osservare che il tubo 6L7 sostituisce lo stadio preamplificatore di tensione che è normalmente usato (ad es. sezione triodo del tubo 6Q7). Con ciò risulta evidente lo schema d'impiego di questo tubo. Il triodo che segue costituisce uno stadio preamplificatore di tensione. Da questo triodo si perviene a un altro tubo a tre elettrodi (*T3*) che è però collegato come diodo. La resistenza che collega a massa il catodo è di valore molto elevato (0,5 MΩ). Il funzionamento di questo circuito è molto semplice. Tanto più è forte la tensione di B.F. applicata ad esso e tanto più notevole è la tensione rivelata; con ciò è anche elevata la tensione positiva che si stabilisce ai capi della resistenza catodica. Altrettanto si ha sulla griglia 3 del tubo 6L7, per cui si ha un'amplificazione maggiore nei « forti » orchestrali e quindi un effetto di espansione o di contrasto sonoro.

Lo scopo può anche ottenersi con un tubo ECH4, in cui l'eptodo sostituisce il 6L7, mentre il triodo sostituisce il 6C5 (*T1*). Il circuito è in tal caso sostanzialmente il medesimo.

Per quanto riguarda il problema dell'alimentazione dei sei tubi usati in questi due circuiti, è da tener presente che occorrono, V. 6,3, A. 1,8 per i filamenti e ∿ 30 mA. per l'A.T. E' quindi necessario far uso di un'alimentazione supplementare, oppure sostituire il trasformatore esistente con un altro in grado di sopportare l'intero carico. Circa il progetto di un trasformatore di tal genere occorrono i dati precisi sul tipo e numero complessivo dei tubi adoperati.

G Ter. 6638 - Sig. G. Sinisi

Genova-Sestri.

Desidera precisazioni sulle caratteristiche dei tubi EDD11 ed EZ11, della « Telefunken » e chiede uno schema d'impiego di detti tubi.

Il numero di due cifre (11) che segue alle due lettere, caratterizza la serie « acciaio » realizzata dalla nota Casa europea. Di questa serie si hanno attualmente quindici tipi, e cioè nove in acciaio e sei in vetro. Le caratteristiche di funzionamento e costruttive di questi tubi sono particolarmente significative per i fattori elettrici che si sono raggiunti, nonchè per l'ingombro e la solidità meccanica.

Il tubo EDD11 è un doppio triodo metallico, particolarmente adatto per stadi di potenza. Con un controfase di classe B si ha una potenza di uscita di ∿ 5,5 W. Le altre caratteristiche di funzionamento e i collegamenti allo zoccolo sono riportati nella fig. 23. Il tubo EZ11 è invece un bidiodo a riscaldamento differito con cui si raddrizzano le due semionde della corrente alternata. Le caratteristiche di funzionamento e i collegamenti allo zoccolo sono riportati nella fig. 24

Con due tubi EDD11 e un tubo EZ11, si possono ottenere diverse e numerose realizzazioni. Di due di esse si tratterà ora in forma schematica, e precisamente si può costruire:

a) un amplificatore per fonorivelatore, microfono e cellula fotoelettrica, con uno stadio finale di potenza in controfase preceduto da un altro tubo EDD11 per l'inversione elettronica di fase delle tensioni di comando dello stadio di potenza. Occorre in tal caso far uso di un terzo tubo, quale il tipo 6J7, EF6, o simili, per l'amplificazione delle tensioni che si ottengono nel circuito di utilizzazione del trasduttore elettroacustico. La distribuzione del circuito può essere in tal caso quella della fig. 25

CARATTERISTICHE DEL TUBO EDD11

Fig 23 - (Cons. 6638) doppio diodo in acciaio per controfase di potenza in classe B.

Vf = -6,3	ia = 2 × 17,5 mA
If = 0,4 mA	Re = 16 000 Ω
Va = 250 V	Wu = 5,5 W
Vg = − 6,3 V	

CARATTERISTICHE DEL TUBO EZ11

Fig. 24 (Cons. 6638) Bidiodo raddrizz. in retro a riscaldamento differito.

Vf = 6,3 V	Va = 250 V
If = 0,29 A	ia = 50 mA

b) Un transricevitore sperimentale, ad esempio con il circuito della fig. 26

Fig. 25 - (Cons. 6638)

G Ter. 6639 - Sig. E. Rezzi

Borgoticino.

Desidera alcune precisazioni sull'uso dei tubi 6TP al posto dei tubi 6L6 per l'amplificazione di bassa frequenza.

Il tetrodo a fascio 6TP può essere fatto funzionare nelle medesime condizioni del tetrodo 6L6. I due tubi in effetti si equivalgono. E' invece differente la zoccolatura e il collegamento degli elettro-

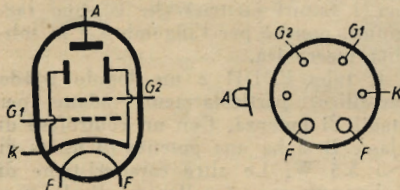



Fig. 27 - (Cons. 6639)

di (fig. 27). La modifica da apportare riguarda quindi unicamente la sostituzione degli zoccoli. Si ha in uscita una potenza utile pressochè uguale a quella ottenuta con il tipo 6L6, sempre che, naturalmente, si faccia uso delle medesime tensioni di alimentazione.

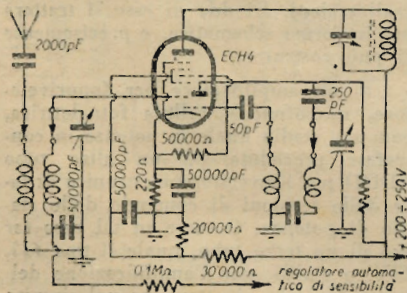



Fig. 28 - (Cons. 6640)

G Ter. 6640 - Sig. F. Cornaviera

Cesiomaggiore (Belluno).

Chiede di conoscere i criterii d'impiego di uno stadio variatore di frequenza utilizzante un tubo ECH4 e un gruppo N. 1916 « Geloso ».

Il criterio d'impiego di un tubo ECH4 non corrisponde a quello seguito con i tubi a cinque griglie (tipo 6A8 o simili). E' cioè consigliabile collegare il circuito oscillatorio sull'anodo del triodo, anzichè sull'elettrodo di controllo. Con il gruppo di alta frequenza suddetto, la capacità del condensatore di accoppiamento non dovrà essere superiore a 250 pF.

Sull'elettrodo di controllo del triodo potranno usarsi ancora un condensatore da 50 pF e una resistenza di dispersione da 50.000 Ω (1/4 W).

Preciso inoltre che lo schema inviato non può essere seguito:

a) perchè il ritorno di griglia della sezione eptodica (circuito selettore) è collegato al +220, mentre ha da ricevere la tensione addizionale per la regolazione automatica di sensibilità;

b) perchè i valori del gruppo R, C adottati sul circuito di regolazione automatica di sensibilità, conducono a una costante di tempo non conveniente al funzionamento dello stadio;

c) perchè non si è prevista la necessaria tensione di polarizzazione, la quale non risulta sia ottenuta per caduta di tensione da un resistore collegato sul ritorno dei circuiti anodici di alta tensione.

Lo schema tipico più opportuno è pertanto quello riportato nella fig. 28, in cui è data conveniente precisazione al valore degli elementi costitutivi.

G Ter. 6641 - F. Costrese

Avellino.

Chiede schiarimenti sul trasmettitore riportato nei numeri 4 e 5 de l'« Antenna » (1935) e desidera precisazioni sulla portata, sul sistema di modulazione e sul collegamento di aereo.

La portata richiesta non può essere ottenuta col trasmettitore di cui sopra. Lo scopo può essere invece raggiunto con lo schema della fig. 29 in cui si utilizza un pentodo EL2 (Philips) per lo stadio pilota e due tubi tipo 45 per l'amplificatore modulato. Le caratteristiche di questo trasmettitore sono state trovate sperimentalmente molto soddisfacenti, comprendendo esse:

— notevole stabilità di frequenza pur senza ricorrere al controllo piezoelettrico;

— pot. dell'onda portante, ∾ 35 W;

— semplicità dei circuiti di alimentazione, potendo sopperire ad essa un solo tubo 83 V.

La stabilità del pilota è notevole, perchè nel pentodo EL2 il reoforo di adduzione dell'elettrodo di controllo si trova in testa al bulbo. Ciò diminuisce la capacità infraelettrodica griglia-anodo e si elimina l'inconveniente di oscillazioni parassite. Lo schema del pilota è noto in effetti col nome di ECO, cioè electron-coupled-oscillator; ciò significa che il ritorno energetico necessario per avere una corrente alternata permanente, è ottenuto per via infraelettrodica. Tale via è più precisamente quella griglia-catodo. Il circuito anodico non partecipa in alcun modo a questo processo e quanto meno la sua azione è risentita per via infraelettrodica, tanto maggiore è la stabilità di frequenza che si ottiene. Il tubo EL2 può essere sostituito unicamente dal tubo 89 (serie ame-

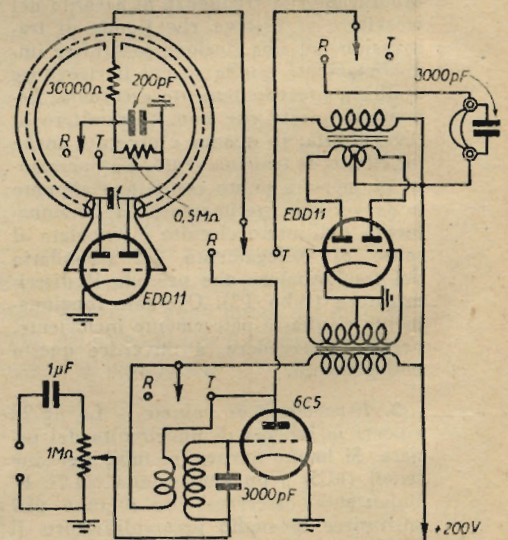
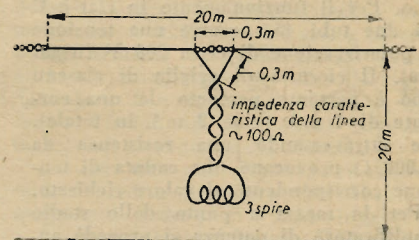



Fig. 26 (Cons. 6638) - Schema elettrico di un trasmettitore per 56 Mc.

ricana), in quanto anche in quest'ultimo il conduttore di adduzione all'elettrodo di controllo è sistemato in testa al bulbo. Si osserva in proposito che lo stadio pilota fa uso di un condensatore variabile doppio da 380 pF; anche le due induttanze di accordo sono identiche. La tensione di polarizzazione della sezione oscillatrice è ottenuta tramite una resistenza da 50.000 Ω in serie all'elettrodo di controllo, disaccoppiata per le correnti a radiofrequenza da un

PRONTUARIO COSTRUTTIVO DEL TRASMETTITORE RADIOFONICO

Induttanza	∅ del supporto in mm	Numero comp. di spire	Passo dell'avvol. in mm	Osservazioni ∅ del filo, ecc.
L 1, L 2	22 frequenta, steatite, micalex, ecc.	15	1,5	Filo di rame smaltato ∅ del filo = mm. 0,8 La presa per il catodo della EL2 si effettua alla 5ª spira del lato della massa
L 3	22 idem	14	1,5	Filo di rame smaltato ∅ del filo = mm.0,8
L 4	36 idem	30	2	L'intero avvolgimento deve avere una lunghezza di 100 mm. Presa intermedia alla 15ª spira. Filo di rame argentato ∅ del filo = 1 mm.

NB. - L'accoppiamento fra l'anodo del tubo EL2 e la griglia controllo dei tubi 45 é ottenuta tramite una linea intrecciata terminante con due spire avvolte direttamente su L 2 ed L 3, con l'interposizione di adeguato isolante (seta aterling); l'accoppiamento è a circa 1/3 (lato massa) dell'avvolgimento. La lunghezza della linea non può eccedere i 30 cm.

G. Termini

condensatore da 50 pF. La tensione di alimentazione della griglia schermo è prelevata a monte di una resistenza da 30.000 Ω (3 W) che è collegata, a valle, con il positivo dell'alta tensione. Tale elettrodo è convenientemente disaccoppiato con un condensatore da 0,1 μF. La tensione di alimentazione dell'anodo è di 400 V. Per la messa a punto di questo stadio, che funziona in realtà simultaneamente da generatore e da amplificatore in classe C, occorre verificare l'intensità della corrente anodica. All'uopo si inserisce un milliamperometro di giusta portata (50 mA) a valle del circuito oscillatorio di carico (lato +AT). Le operazioni di messa a punto consistono nel verificare l'accordo del circuito oscillatorio di carico (anodo), rispetto alla frequenza di funzionamento del generatore. A ciò serve il compensatore in parallelo, in corrispondenza della frequenza più elevata della gamma di funzionamento. Si dovrà poi agire sui settori di allineamento del condensatore variabile entro l'intera corsa di esso, verificando la possibilità di mantenere la minima deviazione strumentale (∿ 10 mA). In caso contrario occorre rivedere l'induttanza di accordo. Si tenga inoltre presente che è opportuno eseguire queste operazioni applicando una tensione

Fig. 29 - (Cons. 664) Trasmettitore radiofonico.

ridotta all'anodo e alla griglia schermo del tubo (∿ 350 V); il valore di minima deviazione è ovviamente ottenuto in assenza del carico, che qui è rappresentato dallo stadio successivo. Collegando quest'ultimo l'indicazione strumentale è di 30 mA. La variazione di corrente (20 mA), rappresenta una potenza a radiofrequenza di 7 W (0,02 . 350).

Allo stadio pilota segue, come si è detto, l'amplificatore modulato. Quest'ultimo utilizza due tubi 45 in parallelo. In effetti, per ottenere all'uscita di questo stadio una potenza utile di una trentina di watt, si può anche provvedere a collegare i due tubi in controfase. In tal caso occorre però una tensione eccitatrice di 400 V, cioè di 200 V tra griglia e griglia, mentre col collegamento in parallelo sono sufficienti 200 V. Il problema fondamentale che s'incontra nel funzionamento di questo stadio è quello della neutralizzazione della capacità infraelettrodica griglia-anodo, senza di che si manifestano delle correnti permanenti. Nel circuito in discussione tale capacità è di circa 21 pF, comprendosi in essa anche quella dei collegamenti. Per evitare la produzione e lo stabilirsi di oscillazioni permanenti, prodotte da un ritorno di energia per via infraelettrodica, è necessario immettere sulla griglia controllo una tensione in opposizione di fase a quella esistente sull'anodo del tubo, provocando altresì che, tale tensione abbia il medesimo valore di quella introdotta dalla capacità infraelettrodica. Questo scopo è appunto ottenuto tramite il condensatore C_n la cui variazione di capacità è necessario sia compresa fra 10 e 30 o 35 pF, in modo cioè da permettere di raggiungere agevolmente il medesimo valore delle suddette capacità in giuoco.

Costruttivamente il condensatore di neutralizzazione è del tipo a variazione lineare di capacità, ciò che si ottiene adottando per le lamine un profilo semicircolare. Inoltre occorre tener presente che fra le armature di esso esiste una differenza di potenziale di circa 1000 V, data cioè dal potenziale alternativo di griglia e da quello alternativo e continuo di placca. E' quindi necessario che la distanza fra le lamine non sia inferiore a 1 mm, onde evitare una

scarica disruptiva che avrebbe conseguenze gravissime per l'integrità del tubo. Per il funzionamento in classe C dei due tubi 45, occorre una tensione di polarizzazione di circa 200 V (negativa). Il circuito di griglia di ciascun tubo è pertanto percorso da una corrente di 4 mA (cioè 8 mA in totale), che attraversando una resistenza da 25.000 Ω provocano una caduta di tensione corrispondente al valore richiesto.

Per la messa a punto dello stadio amplificatore di potenza si procedè anzitutto a inserire a valle delle resistenze di griglia di polarizzazione, uno strumento avente una portata di 20 mA. Si

Fig. 30 - (Cons. 6642)

agisce quindi sul condensatore variabile di accordo del circuito di griglia, fino a raggiungere la massima deviazione strumentale (∼ 10 mA). Mantenendo al minimo la capacità del condensatore di neutralizzazione e ruotando quella di accordo del circuito anodico si verificherà ad un tratto una repentina diminuzione di tale corrente. Ciò dimostra il giuoco della capacità infraelettrodica. Occorre quindi agire sul condensatore di neutralizzazione, indi ritoccare l'accordo del circuito di griglia e ripetere infine quello del circuito di placca. Si raggiunge la messa a punto con una corrente di griglia di circa 9 mA, quando essa si dimostra insensibile all'accordo del circuito anodico.

Ottenuta in tal modo la neutralizzazione della capacità infraelettrodica occorre procedere ad accordare esattamente il circuito anodico sulla frequenza di funzionamento del pilota. A tal uopo occorre inserire un milliamperometro da 300 mA di portata a valle del carico anodico (lato + AT). Si regolerà il compensatore in parallelo in corrispondenza della frequenza più elevata, verificando la minima deviazione strumentale (da 16 a 20 mA). Successivamente si procede all'accordo del circuito di antenna, conseguendo un'indicazione strumentale che può essere compresa fra 80 e 100 mA.

Per quanto riguarda il modulatore occorre tener presente che per incidere l'onda portante con una profondità uguale al 100% occorre una potenza BF dello stesso valore di quella esistente nei circuiti a radiofrequenza in cui si va ad imprimere la modulazione. In questo caso si tratta però di trasmettere soltanto la parola, per cui l'economia che si può fare in BF non è a scapito dell'intelligibilità, pur modificando, sebbene di poco, la portata della trasmissione.

Il modulatore può cioè far uso di due tubi 6F6 in parallelo, funzionanti con tensione anodica di 400 V e con tensione di griglia schermo di 250 V. In tal modo si ottengono ∼ 14 W con il 10% di distorsione. Non sono da temere effetti degenerativi sull'efficienza dei tubi, quando si ha l'accortezza di mantenere costante la tensione di alimentazione delle griglie schermo. I tubi modulatori sono preceduti da uno stadio preamplificatore con tubo 6J7. All'uscita di essi è invece l'impedenza di modulazione che ha un valore di 12 H e che deve essere dimensionata in modo da sopportare la corrente anodica totale del modulatore (∼ 80 mA) e del trasmettitore (∼ 100 mA). Per quanto riguarda infine l'alimentazione di questo trasmettitore, si tenga presente che esso richiede una corrente di 180 mA con una tensione di 400 V. Si potrà far uso utilmente di un tubo 5Z3 o di un tubo 83 V, predisponennndo un secondario ad alta tensione per 2×400 V, 200 mA. L'impedenza di livellamento è invece identica a quella di modulazione; sono sufficienti cioè 12 H, 200 mA. La resistenza ohmica di essa dovrà essere per contro notevolmente bassa, ciò che si ottiene usando del filo da mm 0,4 di diametro. Per quanto riguarda l'antenna si esamini infine il prontuario costruttivo qui allegato, nel quale si hanno anche i dati costruttivi delle induttanze. Ed ora comunicate, via radio, i risultati a Termini, che vi ascolta su 40 metri, in Milano.

G Ter. 6642 - Sig. N. Colonna

Catania.

Chiede lo schema di un ricevitore utilizzante, in linea di massima, il seguente materiale: 1 *tubo* 2A5; 1 *tubo* 247; 2 *tubi* 57; 1 *tubo* 2A6 *e un tubo* 80; 1 *riproduttore elettrodinamico W* 3 *« Geloso »*; 1 *trasformatore di tensione « Geloso »* 5000; 1 *gruppo di alta frequenza della « Geloso »*.

Lo schema del ricevitore di cui sopra è riportato nella fig. 30 in cui si danno i valori delle parti componenti. Per la costruzione di esso può servire un telaio del G 57.

G Ter. 6643 - I. Ginanni

Prato.

Invia in esame lo schema elettrico di un ricevitore a reazione per onde ul-

Fig. 31 (Cons. 6643) Ricevitore a supereazione per onde ultra corte

tracorte, in cui si utilizzano i tubi 955, 6Q7, 6V6 e 5Y3.

Lo schema elettrico è teoricamente esatto, tanto nella disposizione dei sin-

Fig. 32 - (Cons. 6644)

goli elementi, quanto per i valori ad essi attribuiti. In pratica un circuito del genere dà scarsi risultati, sia riguardo alla sensibilità, sia per l'instabilità notevolissima prodotta dal regolatore dell'effetto retroattivo (CV2). Un importante miglioramento si ha invece col circuito della fig. 31, nel quale il tubo 955 è adoperato come rivelatore a superreazione. Ad esso segue il triodo del tubo 6Q7, quale preamplificatore di tensione BF, mentre il riproduttore elettroacustico è preceduto dal tetrodo a fascio 6V6. Circa il funzionamento del rivelatore a superreazione, è noto che il tubo è costretto in regime di autoeccitazione e di disinnesco con ritmo ultraacustico (> 20 kHz), in modo da annullare l'effetto della resistenza positiva del circuito di entrata. Ciò può essere ottenuto adoperando un tubo separato atto a provocare l'arresto periodico del generatore autoeccitato, oppure provvedendo automaticamente a tale arresto, come è il caso del circuito riportato. Per quanto riguarda la realizzazione pratica, occorre tener presente alcune norme fondamentali, quali:

1) la necessità di allontanare le diverse parti metalliche dal circuito sintonico, che sono causa altrimenti di assorbimento di flusso e quindi di perdite;

2) l'opportunità di far uso di conduttori di rame argentato avente un diametro possibilmente non inferiore a 2 mm per i circuiti percorsi da correnti di frequenza elevatissima; diversamente si potrà anche ricorrere alla calza metallica dei normali conduttori schermati che presenta notevoli caratteristiche elettriche al passaggio delle correnti di cui sopra e che può essere senz'altro adoperata quando il collegamento non richiede elevata rigidità meccanica;

3) il fatto che il valore massimo della frequenza di funzionamento dipende dalla lunghezza dei collegamenti e segnatamente di quelli facenti capo all'anodo e alla griglia controllo (g_1) del tubo; ciò porta alla necessità di disporre l'induttanza di accordo direttamente sul condensatore variabile;

4) la necessità di eseguire delle saldature accuratissime, escludendo assolutamente i detersivi a base di acido;

5) la necessità di far uso di materiale isolante a minima perdita per il sostegno del tubo, per il circuito oscillatorio e per il collegamento con l'aereo (bussola, passante, isolatore, ecc.); si dovrà cioè ricorrere ai materiali ceramici, o anche a trolitul, micalex, ecc.

Il problema dell'aereo può essere risolto ricorrendo a un conduttore (generalmente a un tubo di rame argentato), posto verticalmente ed anche orizzontalmente ed accoppiato al circuito oscillatorio direttamente, cioè mediante una capacità. La lunghezza del conduttore (dipolo) è pressochè uguale a $\lambda/2$ o anche a $\lambda/4$, in cui λ è la lunghezza d'onda di lavoro in metri. Si tenga presente che si potrà considerare per λ quella riguardante all'incirca la media dei valori minimo e massimo della gamma.

Infine occorre procedere alla messa a punto eseguendo successivamente:

1) l'esame delle tensioni di alimentazione agli elettrodi dei tubi;

2) il controllo del funzionamento in regime di autoeccitazione e del sistema di arresto, per lo più seguendo il « soffio » caratteristico, prodotto, come è noto, dalle irregolarità delle fluttuazioni termoioniche le quali determinano il succedersi degli inneschi quando il circuito di entrata non è eccitato dal segnale in arrivo;

Fig. 33 - (Cons. 6644)

3) il controllo della banda coperta; a tal uopo occorre far uso di un generatore (modulato o no) tarato sulle frequenze volute, o anche, sfruttando le armoniche superiori di un generatore

per onde più lunghe. Si osserva in proposito che per porre la banda di ricezione nei limiti voluti, occorre agire ovviamente, sugli elementi del circuito sintonico, controllando sempre totalmente il regolare funzionamento. Può infatti accadere che, per particolari valori di L e C, il funzionamento sia possibile entro una parte sola della gamma.

G Ter. 6644 - Sig. G. Vasarri

San Giovanni Valdarno (Arezzo)

Desidera i piani elettrici di un voltmetro elettronico.

Lo schema elettrico di un voltmetro elettronico è riportato nella fig. 32. Nella fig. 33 è dato un esempio costruttivo.

Il tubo raddrizzatore (T2) può essere sostituito anche dai tubi 1801 Philips, RGN504 Telefunken, PV475 Tungsram o simili. La potenza di accensione di detti tubi è in tal caso di 2 W (4 V, 0,5 A). Si può anche far uso di un triodo, provvedendo a farlo funzionare come raddrizzatore di una semionda (anodo e griglia in c.c.). I piani costruttivi quotati sono facilmente realizzabili, quando si dispone del materiale che si vuole adoperare.

G Ter. 6645 - Sig. I. Ginanni

Prato.

Chiede alcuni schiarimenti sulla scala da usarsi nella super 46-01 di G. Termini e sulla reperibilità del tubo 955.

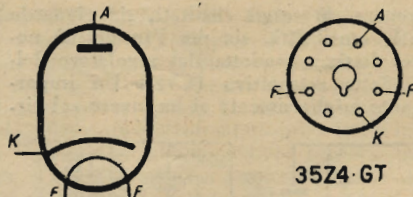
Il problema della scala comprende quella del quadrante nominativo delle stazioni, che occorre sia a cinque campi d'onda, e quello dello spostamento dell'indice. Per quanto riguarda il quadrante vi è anche da tener presente che, con il gruppo P1, si hanno due campi di onde medie. Lo spostamento dell'indice è rapidamente risolto considerando che il gruppo P1 è già provvisto di comando demoltiplicato di accordo. In ambo i casi può essere utile seguire la soluzione indicata per la super 46-01.

Ulteriori informazioni e precisazioni possono anche aversi rivolgendosi direttamente al costruttore del grùppo P1; egli può fornire direttamente quanto è necessario per la realizzazione di questo ricevitore.

Riguardo al triodo 955 non vi è che da rivolgersi a qualche laboratorio professionale. Particolari indicazioni possono desumersi dagli inserzionisti della rivista stessa.

G Ter. 6646 - Sig. A. Gaetano

Napoli.

Desidera conoscere i dati caratteristici e le condizioni tipiche d'impiego dei tubi: 35Z4GT - VT221 - 1H5 - 1N5

35Z4·GT

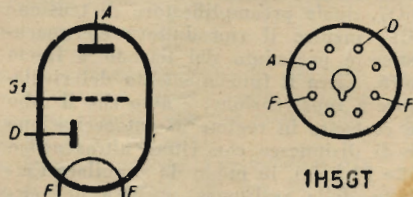
TUBO 35Z 4GT - Diodo rettificatore di una semionda a riscaldamento indiretto.

Vf =	V 35
If =	m A 150
Va (altern. max.)	V 250
- Va (altern. inversa)	V 720
Ia c c.	m A 100
Ia c.c. max	m A 600

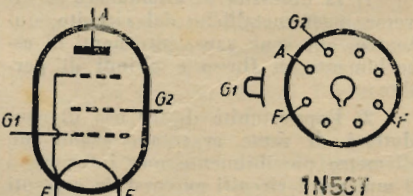
DATI DI FUNZIONAMENTO

Va	V 125	250
Ia c.c.	mA 100	100

VT221

TUBO VT 221 - Corrisponde al tubo 3Q5GT del codice RMA. Si tratta di un tetrodo di uscita a fascio a riscaldamento diretto in c.c. Tensione di accensione Vf = 3,5 ; Va e Vg_2 = 45 ÷ 90 V, - Vg_1 = - 5 V

1H5GT

TUBO 1H5GT - Diodo-triodo ad alto μ, riscaldamento diretto in c.c.

Vf =	V 1,4
If =	m A 50
Va max =	V 90
Ia =	m A 0,15
Vg =	V 0
μ =	65
S =	μ A/V 275

1N5GT

TUBO 1N5GT - Pentodo amplificatore A. F. a riscaldamento diretto in c.c.

Vf =	V 1,4
If =	m A 50
Va =	V 90
Vg_2 =	V 90
Vg_1 =	V 0
Ia =	m A 1,2
Ig_2 =	m A 0,3
S =	μ A/V 750 (per Vg = 0)
S =	μ A/V 5 (per Vg = - 4 V)

TUBO 1A7GT - Pentagriglia convertitrice di frequenza; riscaldamento diretto in c.c.

Vf =	V 1,4
If =	m A 50
Va =	V 90
Vg3,5 =	V 45
Vg2 =	V 90
Ia =	m A 0,55
Ig3,5 =	m A 0,6
Ig2 =	m A 1,2
Vg4 =	V 0
Rg1 =	M Ω 0,2 (resit. est griglia oscil.)
S di conversione	μ A/V 250 (per Vg4 = 0
S » »	μ A/V 5 (per Vg4 = -3

1A7. Chiede inoltre di conoscere il procedimento per allineare un ricevitore supereterodina.

I dati caratteristici e le condizioni di funzionamento dei tubi specificati sono riportati nel prontuario di fig. 34.

Per le operazioni di allineamento di un ricevitore supereterodina è consigliabile disporre di un generatore modulato di segnali e di un misuratore di uscite. Diversamente si può anche procedere in base alle trasmissioni distribuite entro il campo d'onda che si vuol allineare. I risultati sono in tal caso in relazione all'esperienza dell'esecutore e all'oculatezza del modo con cui si procede. Ove il ricevitore comporta un indicatore ottico di sintonia, si farà uso di esso per il controllo della tensione di resa degli stadii che precedono e sui quali si opera durante le operazioni di allineamento.

Diversamente si dovrà seguire il livello acustico della riproduzione procedendo con i criterii successivamente indicati per la gamma delle onde medie.

1) Si assegna una posizione intermedia ai compensatori di allineamento (padding e trimmer, cioè compensatore in serie e compensatore in parallelo) stringendo a fondo le viti di regolazione e allentandole successivamente di quanto occorre per raggiungere tale posizione intermedia.

2) Si dispone al massimo il regolatore manuale di volume e in « acuto » quello del tono; si collega all'aereo del ricevitore un conduttore non più lungo di 1 metro.

3) Si accorda esattamente il ricevitore su una stazione funzionante intorno a 230 metri e si regola il compensatore d'aereo fino ad ottenere la massima resa.

4) Si accorda esattamente il ricevitore su una stazione trasmittente intorno a 500 metri.

5) Si verifica se la resa del ricevitore varia regolando il compensatore di aereo.

6) Se la resa è maggiore aumentando la capacità del compensatore d'aereo, occorre allentare il padding.

7) Se la resa è invece minore, aumentando la capacità del compensatore d'aereo, occorre stringere il padding.

8) Il padding è da considerare regolato, quando la posizione del compensatore d'aereo rimane immutata passando da 230 metri a 500 metri.

9) Occorre ora procedere ad ottenere la corrispondenza fra la stazione ricevuta e l'indicazione nominativa del quadrante. All'uopo si verificherà che la corrispondenza voluta sussista intorno a 500 metri. Se ciò non si verifica si sposterà l'indice fino ad ottenere tale corrispondenza.

10) Si riporta il ricevitore intorno a 230 metri e si verifica l'esattezza della indicazione nominativa. Se la lunghezza d'onda risulta maggiore, si ottiene la corrispondenza regolando il compensatore dell'oscillatore (trimmer) e ritoccando quello dell'aereo fino ad ottenere la massima uscita.

Se la lunghezza d'onda è invece inferiore si procede ad allentare il compensatore dell'oscillatore (trimmer), ritoccando ancora successivamente il compensatore dell'aereo fino ad ottenere la massima resa.

11) Si controlla ancora su 500 metri l'esattezza dell'allineamento. Infine ci si riporta intorno ai 230 metri e si procede ad un migliore allineamento dei trasformatori di media frequenza, iniziando da quello che precede il rivelatore. Quest'ultima operazione è importantissima, dipendendo da essa gli indici di sensibilità e di selettività del ricevitore, nonchè la stabilità e la fedeltà di resa. Occorre procedere con un segnale d'ingresso convenientemente ridotto (a ciò si perviene anche, come è noto, diminuendo ulteriormente la lunghezza del conduttore d'aereo) per seguire agevolmente le variazioni di resa, e per evitare l'azione del regolatore automatico di sensibilità.

G Ter 6647 - Sig. G. Gucciardo

Castelvetrano (Trapani).

Desidera adoperare due tubi Philips PEO6/40 per un amplificatore di bassa frequenza. Chiede di conoscere i dati caratteristici di questo tubo.

Il pentodo trasmittente Philips PEO 6/40 può essere usato utilmente anche per l'amplificatore di BF. I dati caratteristici di funzionamento sono:

V_f	V	6,3
I_f	A	0,8
V_a	V	600
I_a	mA	40
V_{g2}	V	300
I_{g2}	mA	3
W_a max (max dissipaz. anodica ammissibile)	W	25
W_{g2} max (max dissipazione di griglia schermo)	W	5
S (per V_a=600V, V_{g2}=300V, I_a=40 mA)	mA/V	4
I_k (corrente catod. massima)	mA	110
C_{ak} (cap. anodo-catodo)	∾ pF	8,6
C_{g1k} (capacità di entrata)	∾ pF	14
C_{ag1} (capacità anodo-griglia controllo)	∾ pF	0,1

Il tubo PEO6/40 è del tipo a riscaldamento indiretto. La potenza richiesta dal riscaldatore del catodo è di 5,04 W. Il riscaldatore può essere collegato a un generatore di tensione CC o al secondario di un trasformatore di linea per corrente alternata. La tensione applicata ai capi del riscaldatore non deve superare V 6,3. Si dovranno usare tutti gli accorgimenti atti ad evitare che, per cause anche accidentali (quali ad esempio, mancanza di tensione eccitatrice) il catodo sia percorso da una corrente superiore a 110 mA. La tensione massima ammissibile fra catodo e riscaldatore non deve inoltre superare i 75 V.

Fig. 35 - (Cons. 6647)

Circa l'impiego del tubo PEO6/40 si veda lo schema elettrico riportato nella fig. 35. Con i valori indicati delle tensioni di alimentazione, si ha una potenza di uscita di ∾ 30 W.

G Ter. 6648 - Sig A. B.

Non ha ottenuto risultati soddisfacenti sostituendo il tubo EL3 con il tubo EBL1 e facendo precedere lo stadio di potenza dal triodo di un tubo ECH4.

Il pentodo del tubo EBL1 ha caratteristiche pressochè uguali a quelle del tubo EL3. Le ragioni dell'insufficienza incontrata possono dipendere dal valore errato di una o più tensioni di alimentazione e anche dal modo con cui si sono risolti i problemi pratici di orientamento e di sistemazione delle singole parti. Per quanto riguarda lo schema elettrico ci si può riferire a quello riportato nella fig. 36. Eventuali distorsioni dovute a sovraccarico si eliminano collegando l'anodo (sezione pentodo) del tubo EBL1 con l'anodo del triodo del tubo ECH4, tramite una resistenza da 24 Ω. Ciò consente di applicare, come è noto, una reazione in controfase.

Fig. 36 - (Cons. 6648)

Infine può essere utile l'uso di un resistore da 1000 a 5000 Ω in serie al conduttore di adduzione all'elettrodo di controllo del tubo EBL1 (g_1).

Dal punto di vista costruttivo si dovrà evitare quanto più possibile il ritorno di energia per induzione o per conduzione, dai circuiti di uscita a quelli di entrata. Ciò conduce facilmente a instabilità e ad inneschi, cioè a ri-

produzione di correnti alternate permanenti. Particolari attenzioni dovranno poi rivolgersi ai circuiti di entrata dei tubi EBL1 ed ECH4 (sezione triodo), riducendo quanto più possibile la loro lunghezza e facendo uso di conduttori schermati. Per quanto riguarda le operazioni di messa a punto si dovrà procedere anzitutto a verificare il valore delle tensioni di alimentazione, con particolare riguardo a quella di polarizzazione del triodo del tubo ECH4.

Il funzionamento di un circuito del genere è in grado di dare le massime soddisfazioni. Ove si proceda tutto con metodo, non si dovranno ottenere dei risultati inferiori a quelli raggiunti con un tubo EL3 per l'amplificazione di potenza.

Nella consulenza del numero 11-12, sono risultati spostati i numeri di alcune illustrazioni. Essi vanno pertanto corretti:

A pag. 120, col. 3, riga 6 togliere (fig. 13)
a pag. 121, col. 1, riga 25 leggere (fig. 12)
a pag. 122, col. 1, riga 9 leggere (fig. 14)
a pag. 122, col 2, riga 34 legg.: *della fig. 15*
infine lo schema a pag. 122, deve portare la dicitura: *Fig. 15*

Le annate de «l'antenna» sono la miglior fonte di studio e di consultazione per tutti.

Presso la nostra Amministrazione sono ancora disponibili i seguenti fascicoli arretrati:

Anno 1938 - Numeri 13, 14, 15, 18, 20.

Anno 1939 - Numeri da 12 a 24

Anno 1940 - Numeri da 7 a 19, 21, 23 e 24.

Anno 1941 - Numeri 3,5,6,7 e da 12 a 15.

Anno 1942 - Numeri 2,4,5,6,7,8 e da 9 a 24.

Anno 1943 - Numeri da 1 a 10, 13 e 14.

Prezzo di vendita, L. 20 per fascicolo; i fascicoli disponibili di ciascuna annata L. 200.

Anno 1944 - L' annata completa L. 250.

Anno 1945 - Numero unico L. 60.

La Radio alla Fiera Campionaria

Ogni anno "l'Antenna" era solita passare in rivista, in una esauriente e dettagliata rassegna, quanto veniva esposto alla Fiera Campionaria di Milano - Padiglione Radio. Era un lungo elenco di prodotti e di nomi, il giusto riconoscimento di quanto veniva man mano affermandosi nel campo tanto vasto della radiotecnica. Quest'anno, purtroppo, per mancanza assoluta di spazio non ci è possibile fare altrettanto.

Dei nostri settanta inserzionisti più di cinquanta sono presenti a questa Rassegna, in proprio o collettivamente, si che se noi dovessimo dedicare anche venti righe solamente a ciascuno di essi, varie pagine sarebbero necessarie a tale scopo. Ringraziamo le varie Ditte che ci hanno fornito dati sulla loro produzione e le assicuriamo che nei prossimi fascicoli sotto la rubrica "Echi della Fiera Campionaria" passeremo in rapida rassegna la loro attività.

Qui ringraziamo in pubblico le Ditte più solerti tra le quali la Nova, la Watt Radio, la Arel, Marcucci, Vertola, la M E R, l'Unda Radio, Belotti, la Mial, la Marelli, la FIVRE e molte ancora, che per prime ci hanno fatto aver tale materiale.

INDICE DEGLI INSERZIONISTI

NOVA S. A.		prima di copertina
Aster Radio		seconda di copertina
C. G. E.	pag.	I
Harmonic Radio	»	II
S. Belotti & C. S. A.	»	III
Radiocaggiano	»	III
Artelma	»	III
Unda Radio	»	IV
Ditta M.E.R. di Clemente	»	V
Mial	»	VI
Fratti Luigi	»	VII
Napoli Lionello	»	VIII
Microfarad	»	IX
Fumagalli	»	IX
Elettro Industria	»	IX
Radio Minerva	»	X
R. Paravicini	»	X
SIPIE di Pozzi e Trovero	»	XI
Vorax S. A.	»	XI
Magneti Marelli	»	XII
Radio Marelli	»	124
Valvole FIVRE	»	XIII
NOVA S. A.	pag.	XIV
Watt Radio	»	XV
S.I.A.R.E.	»	XVI
Radio Ferrarese	»	XVI
Siemens	»	140
Transaradio	»	140
Cicala	»	140
Donzelli e Trovero	»	140
Energo	»	144
Corti Gino	»	XVII
M. Marcucci	»	XVII
Irim Radio	»	XVIII
Diaphone Radio	»	XVIII
DO, RE, MI. di Dolfin Renato	»	147
Terzago	»	154
Ansaldo Lorenz	»	155
Corsi Tecn. Profess.	»	156
NOVA S. A.	»	157
Larir	»	158
Alfa Radio	»	159
Vertola	»	160
A. R. M. E.	pag	161
Cipollini e Biserni	»	XIX
Arel	»	XX
Valle	»	XX
SAFIMA Radio	»	XXI
Hauda	»	XXI
Electa Radio	»	XXII
S. E. P.	»	XXII
Marzoli	»	XXII
Bianconi	»	XXII
Industriale Radio	»	XXIII
Gargaradio	»	XXIII
Magnadyne Radio	»	XXIII
Alfredo Ernesti	»	XXIV
Radio Tau	»	XXIV
Pampinella	»	XXIV
Gallotta	»	XXIV
Radio Scientifica	»	XXIV
Corrieri	»	XXIV
Elektron		terza di copertina
LARIR		quarta di copertina

PICCOLI ANNUNCI

Sono accettati unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 15 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

La responsabilità tecnico-scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo occorre inviare all'Amministrazione Lire 10.—

EDITRICE "IL ROSTRO" Via Senato, 24 - MILANO

Dottor Ingegnere **Spartaco Giovene** direttore responsabile

Pubblicazione autorizzata dal P. W. B.

ISTITUTO GRAFICO AGNELLI - MILANO

Il presente listino annulla i precedenti

LISTINO PREZZI

Mobili

Midget tipo normale impiallacc. Scala grande L. 1.700
» » lusso Arcon Impiallacc. Tipo 6 » 2.300
» » » » » » 7 » 2.400
» » » » » » 8 » 2.500
Fonotavolino (senza complesso . . . . » 3.150
» con complesso . . . . . » 8 650
Radiogrammofono semplice . . . . . » 10.000
Radiofonobar piccolo . . . . » 12.500
» grande . . . . » 15 000
» lusso (per appar. da 5 a 10 valvole) » 30.000

Altoparlanti

Serie Bomba Atomica Tipo 7W con trasf. L. 1.135 + T.R.
» B. C. M. Tipo 3 W con trasf » 570 »
» Geloso » W 3 » » 1.050 »
» » » W 7 » » 1.460 »
» » » SE 360 » » 8.350 »
» » » A 360 » autoecc. » 9.000 »
» » » Madi W3 » » 1.380 »
» » » » W8 » » 2.950 »
» Punto Rosso » 3 W » » 1.090 »
» » » 7 W » » 1.400 »
» » » RC 310 » » 4.300 »
» » » RC 360 » autoecc. » 14.800 »
» » » Madi 3W » » 1.225 »
» » » » 5W » » 1.750 »

NB. Tutti gli altoparlanti vengono forniti anche senza trasformatore.

Trasformatori di alimentazione

Trasformetore Serie B.C.M. 90 mA 1037 L 1.070
» » » 65 » 551 » 930
» » Geloso 5037 » 1.400
» » » 5551 » 940

Blocchi di A. F.

Serie Geloso 1903 2 Gamme d'onda L. 525
» » 1916 4 » » » 915
» B.C.M. 903 2 » » » 395
» » 916 4 » » » 855

Medie frequenze

Serie Geloso 691 + 693 L. 430
» » 693 + 701 » 480
» B.C.M. 91 + 93 » 400

Scale parlanti a grande quadrante

Serie B.C.M. m m 150x300 a 2-3-4 gam. d'onda L. 500
» Geloso » » » » 790

Cristalli per scale parlanti

Serie B.C.M. (grandi) a 2-3-4 gamme d'onda L. 115

Potenziometri Micron

Serie Geloso con interruttore Tutti i valori L. 140
» » senza » » » 110

Condensatori variabili

Serie B.C.M. 032 a 2 Sezioni L. 365
» » 033 » » (2 + 2) » 365
» Geloso 832 » » » 385
» » 833 » » (2 + 2) » 400

Telai

Telaio tipo 57 con fori per valvole octal L. 185
» » » » » » » europee » 185
Piastrina di adattamento da valvola europea a octal » 20

Microfoni

Capsula piezoelettrica Geloso 4001 L. 400
Microfono B.C.M. completo di capsula Geloso, raccordi e 7 mt. di cavo schermato » 900

Aste per microfoni

Asta B.C.M. per microfono da terra, cromata L. 1'500

Commutatori multipli

Serie B.C.M. 1072/1 per Blocchi A.F. a 2 g. d'onda L. 85
» » 1074/2 » » » 4 » » 160

Tutti i C. M. sono forniti con contatti in bronzo argentato. Per quelli non esposti nel presente Listino chiedere preventivo e prezzo.

Condensatori elettrolitici

Serie Geloso 2900 8 mF. 500 V. L. 125
» » 1262 25 » 30 V. » 55
» » 1263 10 » 30 V. » 28

Condensatori a carta fiemens

da 2000 a 10.000 pF. 1500 V. L. 11,15
» 25.000 » » » 16,30
da 2000 a 50.000 » » L. 18,—
» 100.000 » » » 22,70

Condensatori a mica

Serie B.C.M. da 50 pF L. 5.10
» » » 100 » » 5.60
» » » 150 » » 6 90
» » » 200 » » 7.—
» » » 250 » » 9.—
» » » 350 » » 9.40
» » « 500 « » 11.—

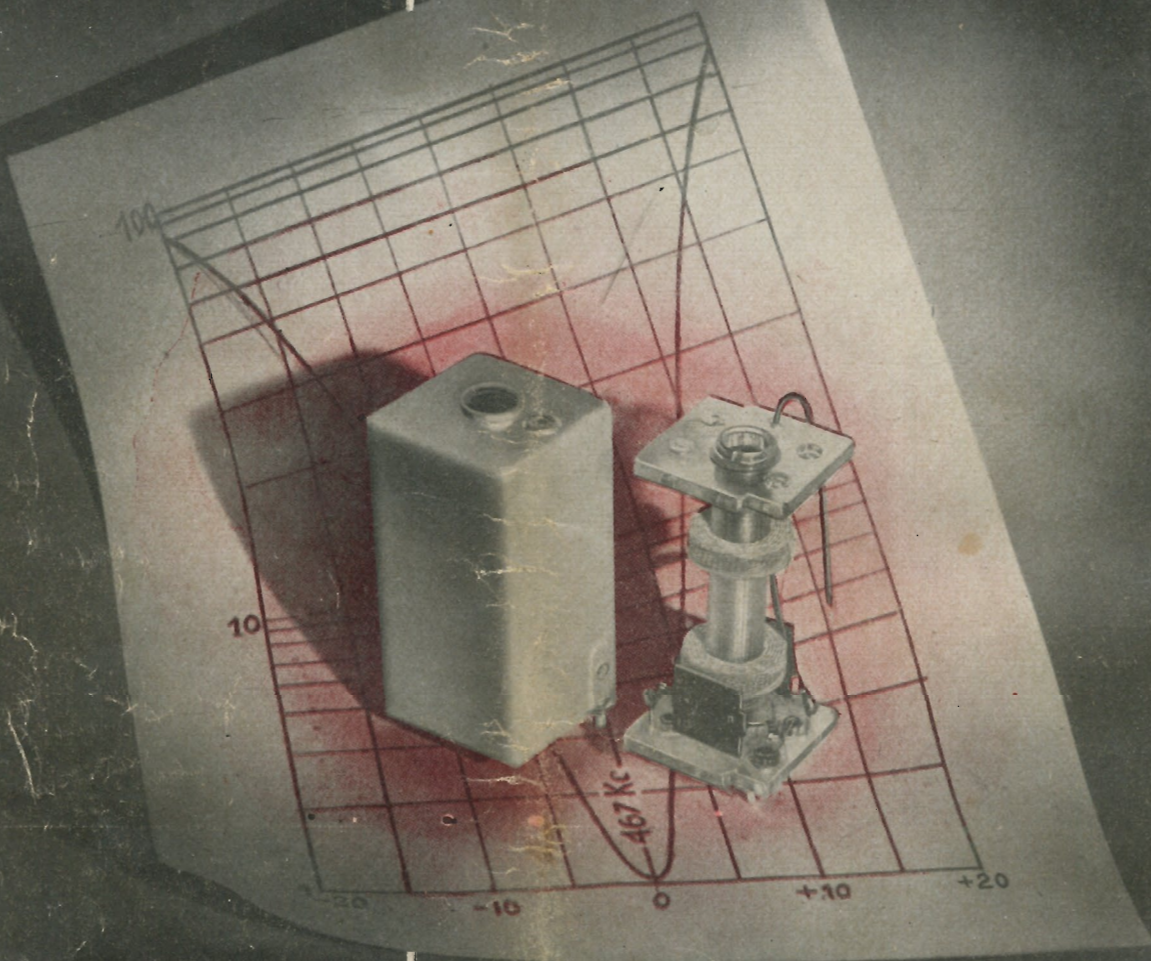
Resistenze chimiche

Resist chim. su bacc. ceram. da 1/4 di Watt L. 7.35
» » » » » » 1/2 » » 8.35
» » » » » » 1 » » 13.35
» » » » » » 2 » » 23.—

Zoccoli par valvole

Zoccolo octal in bachelite stamp. con termin. argen. L. 12.—
» a bicchiere europeo » » » » 15.—
» Micron a 4 piedini (maschio e femmina) » 22.—
» » 6 » » » » 24.—

Accessori vari

Presa «Antenna-Terra» L. 11.—
» "Fono" » 11.—
Cambio Tensioni » 17.—
Fascette per elettrolitici (mont. vert.) » 7.50
» » » » int. » 2.20
Squadret. supp. per montag. variabili » 4 20
Schermi a bottiglia per valvole » 20 —
Pagliette terminali » 0.35
Terminali a stella » 1.30
Ancoraggi a 2 fori » 0 90
» » 3 » » 1.10
Clips per valvole octal ad anello » 0.60
» » » » a cappuccio » 0.85
Boccola di riduzione per Scala » 3.20
Boccola e perno di prolungamento » 12.—
Bottoni in bachelite con vite di pressione » 13.—
Portalampade micro-mignon » 7.—
Funicella acciaio per scale » 10.—
Filo tipo push-back, colori assortiti, al mt. » 6.—
Gommini supporto elastici per telai » 5.—

Qualità e rendimento con M. F. in Trolitull
PELLEGRI · 10
100
10
467 Kc
-20
-10
0
+10
+20
LARIR
MILANO
Piazza 5 giornate, 1
Telef. 55.671·
I trasformatori di M. F. «L. A. R. I. R.» sono il risultato di accurate esperienze di laboratorio intese ad ottenere il migliore compromesso fra il costo e la qualità.